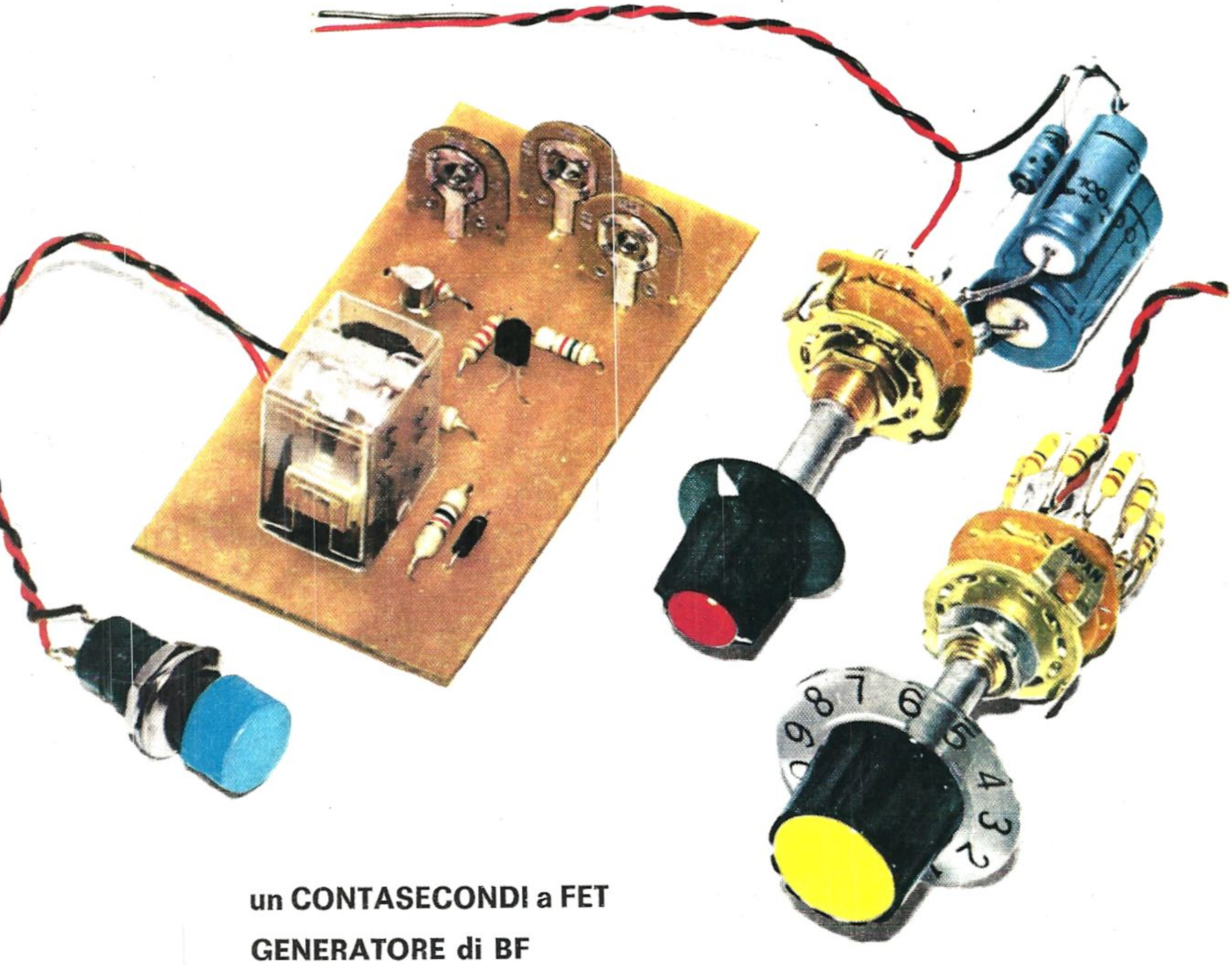
NUOVA ELETTRONICA

RIVISTA MENSILE
Sped. Abb. post. Gr. III/70

ANNO 2 - n. 7
MARZO 1970



un CONTASECONDI a FET

GENERATORE di BF

PREAMPLIFICATORE HI-FI
con 4 transistor al silicio

RICEVITORE per le gamme VHF

Direzione Editoriale
NUOVA ELETTRONICA
Via Cracovia 21 Bologna

Stabilimento Stampa
graphik service
Via Pacinotti, 16 - **VERONA**

Distribuzione Italia
MA.GA s.r.l.
Via F. Sivori 6 Roma

Direttore Responsabile
Fabbrini Paolo

Autorizzazione
Trib. Civile di Bologna
n. 4007 del 19.5.69

NUOVA ELETTRONICA

ABBONAMENTI

Italia 12 numeri L. 5500
Estero 12 numeri L. 6800

Numero Singolo L. 500
Arretrati L. 500



RIVISTA MENSILE

N.7 - 1970

ANNO II°

SOMMARIO

COLLABORAZIONE

Alla rivista Nuova Elettronica possono collaborare tutti i lettori. Gli articoli tecnici riguardanti progetti realizzati dovranno essere accompagnati possibilmente con foto in bianco e nero (formato cartolina) e di un disegno (anche a matita) dello schema elettrico. L'articolo verrà pubblicato sotto la responsabilità dell'autore, e pertanto egli si dovrà impegnare a rispondere ai quesiti di quei lettori che realizzato il progetto, non sono riusciti ad ottenere i risultati descritti.
Gli articoli verranno ricompensati a pubblicazione avvenuta. Fotografie, disegni ed articoli, anche se non pubblicati non verranno restituiti.

È VIETATO

I circuiti descritti su questa Rivista, sono in parte soggetti a brevetto, quindi pur essendo permessa la realizzazione di quanto pubblicato per uso dilettantistico, ne è proibita la realizzazione a carattere commerciale ed industriale.

Supertester 680 R / ATTENZIONE R come Record !!

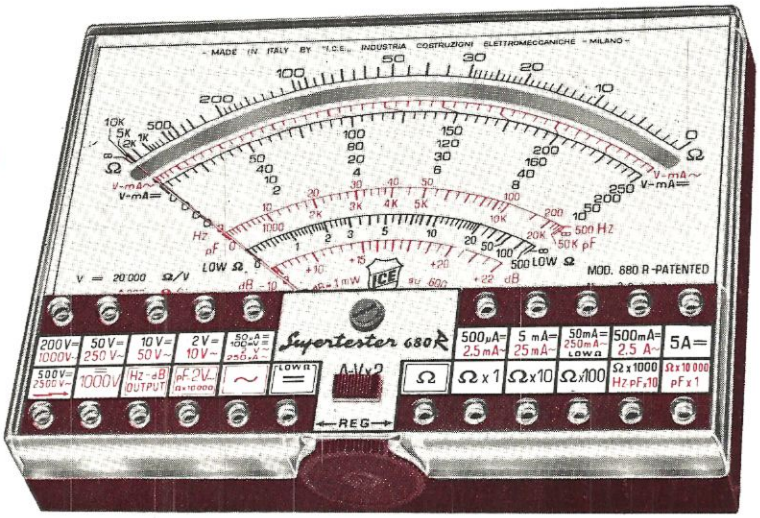
MILANO ICE ITALY

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni!!!
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5%!!**



Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura!
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura!
Record di robustezza, compattezza e leggerezza! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate!



10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.: 11 portate: da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.: 13 portate: da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.: 12 portate: da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.: 10 portate: da 200 μA a 5 Amp.
OHMS: 6 portate: da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA: 1 portata: da 0 a 10 Megaohms.
FREQUENZA: 2 portate: da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA: 9 portate: da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS: 10 portate: da — 24 a + 70 dB.
CAPACITA': 6 portate: da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 20.000 μF in quattro scale.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura.
Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico.
Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
Essi infatti, sia in Italia che nel mondo, sono sempre stati i più puerilmente imitati nella forma, nelle prestazioni, nella costruzione e perfino nel numero del modello!!
Di ciò ne siamo orgogliosi poichè, come disse Horst Franke **« L'imitazione è la migliore espressione dell'ammirazione! ».**

PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 14.850** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R:** amaranto; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"



PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI
Transtest
MOD. 662 I.C.E.
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (ß) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 8.200** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.



VOLTMETRO ELETTRONICO
con transistori a effetto di campo (FET) **MOD. I.C.E. 660.**
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 14.850** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.



TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616
per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 4.800** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA
Amperclamp
per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 9.400** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

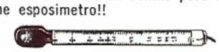


PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)



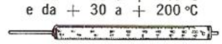
Prezzo netto: L. 3.600

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E.
a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!



Prezzo netto: L. 4.800

SONDA PROVA TEMPERATURA
istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C



Prezzo netto: L. 8.200

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.)
MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.



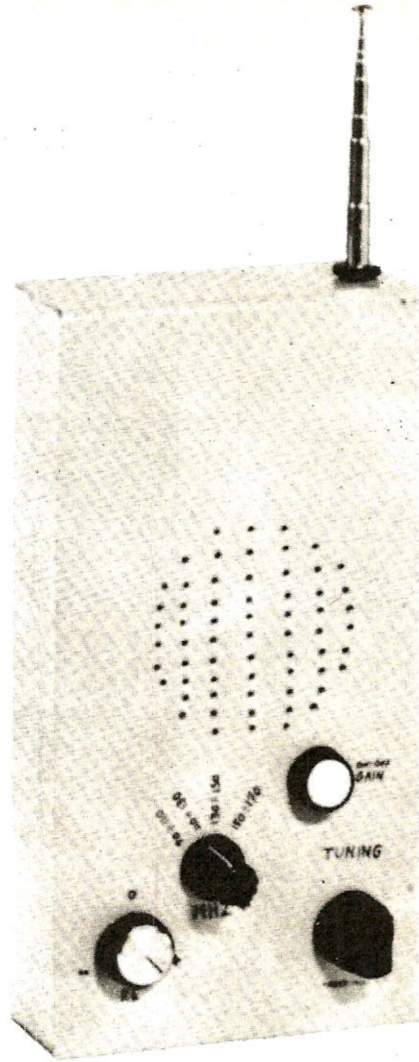
Prezzo netto: L. 2.900 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: I.C.E. VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6

La realizzazione di un ricevitore a transistor in supperreazione che risulti abbastanza semplice da costruire ed allo stesso tempo di sicuro funzionamento e possieda inoltre caratteristiche di buona stabilità e sensibilità non è molto semplice come si potrebbe pensare. Di ció se ne saranno certamente resi conto molti lettori che, accintisi al montaggio di questo o quell'altro schema, si sono accorti, a loro spese, che quanto affermo corrisponde alla più ferrea realtà.

Anche io infatti, che oltretutto non mi reputo un novellino, fino a ieri nutrivo una ben radicata diffidenza nei confronti dei superreativi, ma quando ho provato lo schema di ricevitore VHF presentato sul n. 4 di Nuova Elettronica ho dovuto per forza ricredermi in quanto i risultati sono stati addirittura superiori alle aspettative (forse perché non mi aspettavo tanto).

In effetti, non per elogiarle in maniera sperticata questa rivista, ma per amore di verità, ho potuto constatare che lo schema soprannominato, anche se montato nel peggiore dei modi, ha il grandissimo pregio di funzionare d'acchito e senza diffcoltà rilevanti.



RICEVITORE

(Sig. Pagani Antonio Bologna)

E poiché è sempre stato mio desiderio realizzare un ricevitore portatile di costo non eccessivo per poter ascoltare durante i miei week-end le gamme della polizia, degli aerei, dei taxi e dei dadioamatori sui 144 MHz, con tutto quello che tali gamme possono offrire, ho cercato di modificare lo schema della rivista per poterlo adattare alle mie esigenze.

Praticamente le mie aspirazioni di variazione dai tema base erano più che altro tese ad ovviare alla sconvenienza di dover continuamente disinnestare ed innestare una nuova bobina ogni qualvolta si desidera cambiare gamma di ascolto e di essere obbligato a ritoccare il potenziometro della superreazione ad ogni cambiamento di gamma, e poiché a me piace eseguire poche manovre, quand'è possibile, ho cercato un modo di aggirare questi inconvenienti, se così vogliamo proprio chiamarli.

A spingermi a tentare queste modifiche è stata la constatazione che anche maltrattando il ricevitore in tutti i modi esso non perde alcuna delle sue qualità per cui anche manomettendolo non avrebbe cessato comunque di funzionare.

I risultati ottenuti sono stati talmente buoni che mi hanno fatto decidere circa l'opportunità di farne parte con la vostra redazione in modo che anche i lettori possano eventualmente beneficiare della mia esperienza.

Lo schema elettrico definitivo comprendente anche le modifiche da me apportate è quello che appare in fig. 1 e presenta le seguenti caratteristiche:

1) cambio delle gamme tramite un commutatore
2) controllo della superreazione semiautomatico
3) inserimento di uno stadio preamplificatore di AF
4) stadio preamplificatore di BF
5) campo di frequenza dai 60 ai 160 MHz

Studiamo ora assieme il circuito.

Il segnale captato dall'antenna, una comune stilo che puó essere rimpiazzata da qualsiasi altro tipo di antenna di lunghezza attorno ai 60 cm., tramite il condensatore C1 viene applicato sull'emettitore del primo transistor TR1 che serve da amplificatore di AF con base a massa.

L'uso di questo transistor, oltre ad accrescere la sensibilità del ricevitore, impedisce anche che l'eventuale segnale di AF generato dal superreattivo venga ad essere irradiato dall'antenna con la conseguente formazione di segnali spuri che potrebbero arrecare disturbo ad altri ricevitori o ad apparecchi TV che si trovassero nelle vicinanze dal nostro posto di ascolto.

Dal collettore del primo transistor il segnale amplificato verrà inviato, attraverso il condensatore C5, al secondo transistor che funziona da rivelatore in superreazione secondo lo schema originale apparso sul n. 4 della rivista.

Questi due transistor consistono ambedue in PNP al germanio tipo AF239, volendo peró si possono anche sostituire con degli AF139 che sono oltretutto meno costosi dei precedenti.

PER V.H.F.

Devo puntualizzare che benché i due tipi di transistor funzionino egregiamente, il secondo comunque presenta un fattore rumore leggermente superiore al primo quindi sarebbe consigliabile l'impiego dell'AF239, anche se l'AF139 in fondo non sfigura.

Sul collettore di TR2 troviamo la bobina di sintonia L1 provvista, come si puó vedere dal disegno di fig. 1, di cinque prese intermedie necessarie per poter passare da una gamma all'altra senza dover disinnestare ed innestare bobine diverse.

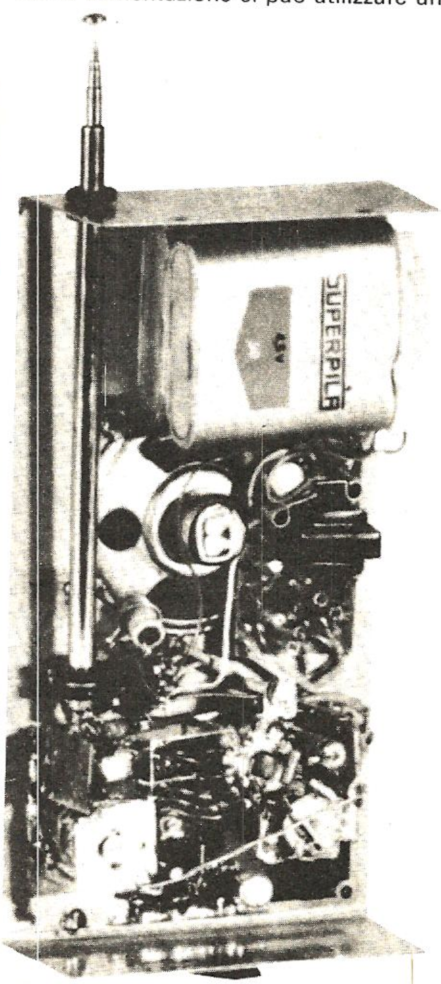
La commutazione viene effettuata tramite un commutatore doppio a 5 posizioni 2 vie di cui la prima sezione, che nel disegno è siglata S1, serve per inserire più o meno spire sul circuito di sintonia e la seconda posizione, contrassegnata S2, è utilizzata, come vedesi sempre dal disegno, per commutare dei trimmer potenziometrici che si trovano tutti collegati in serie al potenziometro R7 che regola la superreazione.

Questa modifica mi permette intanto di usare un potenziometro da 10.000 ohm invece di uno da 50.000 ohm come indicato dalla rivista, ottenendo così due vantaggi non trascurabili, il primo insito nella possibilità di ottenere una regolazione più fine del comando di superreazione, ed il secondo di mantenere, una volta regolati i trimmer R9-R10-R11-R12, il transistor sempre regolato sul suo punto migliore di funzionamento anche cambiando gamma.

Il segnale rivelato viene infine applicato ad uno stadio preamplificatore di BF composto dal transistor TR3, un AC125, che ne accresce notevolmente la sensibilità permettendo così il collegamento in uscita di un qualsiasi amplificatore anche a bassa sensibilità.

Pertanto il segnale di BF presente sulle boccole d'uscita puó essere inviato, per esempio, alla presa FONO di una radio qualsiasi od all'ingresso di un qualsiasi amplificatore di BF transistorizzato anche se sprovvisto di stadio preamplificatore, oppure addirittura ad un auricolare piezoelettrico o ad una cuffia magnetica che presenti una resistenza di almeno 1.000 ohm.

Come alimentazione si puó utilizzare una co-



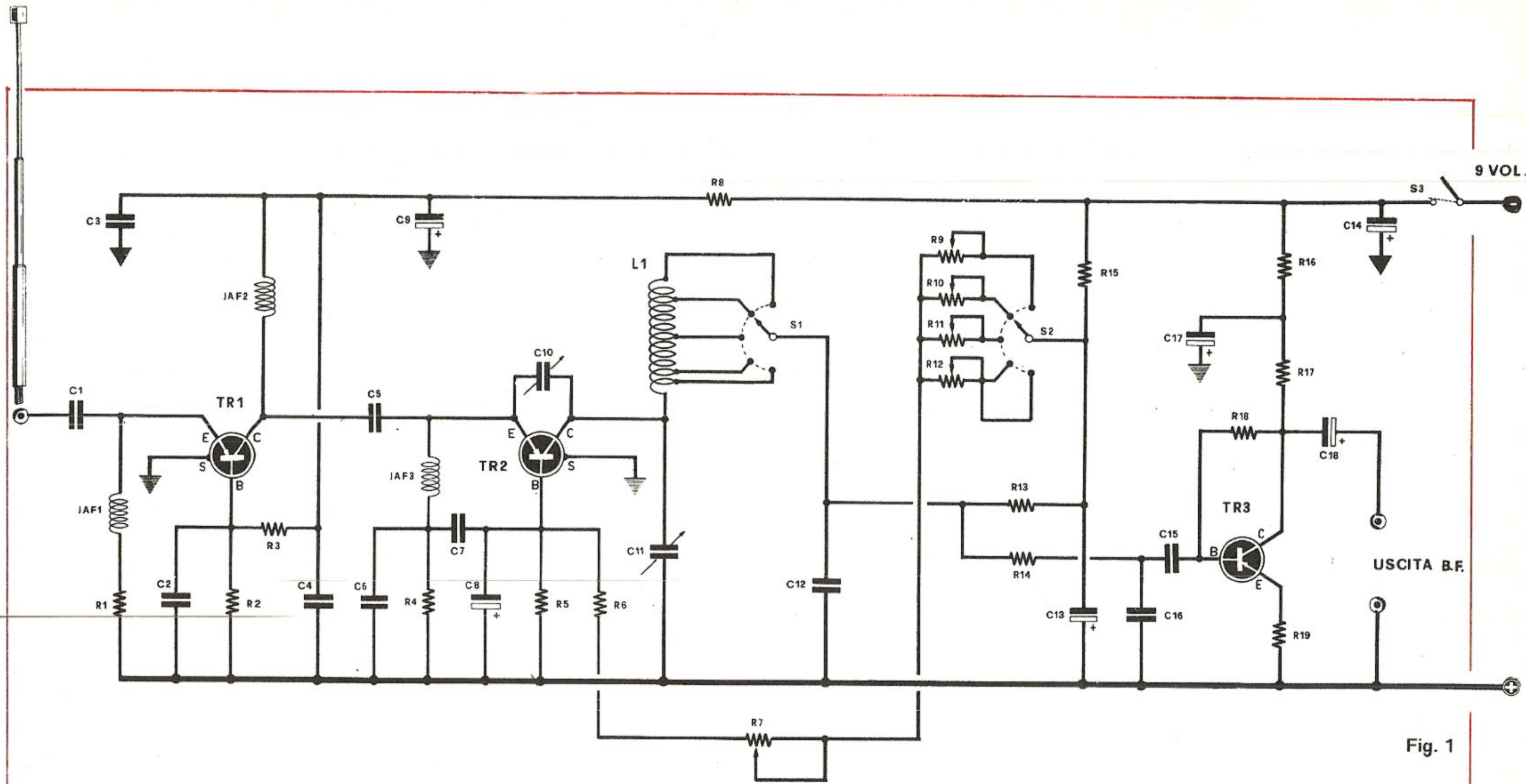


Fig. 1

R1	=	1.000 ohm
R2	=	6.800 ohm
R3	=	22.000 ohm
R4	=	1.000 ohm
R5	=	1.000 ohm
R6	=	4.700 ohm
R7	=	10.000 ohm potenz.
R8	=	2.200 ohm
R9	=	10.000 ohm trimmer potenz.
R10	=	10.000 ohm trimmer potenz.
R11	=	10.000 ohm trimmer potenz.
R12	=	10.000 ohm trimmer potenz.
R13	=	1.200 ohm
R14	=	2.200 ohm
R15	=	2.200 ohm
R16	=	2.200 ohm
R17	=	10.000 ohm
R18	=	150.000 ohm
R19	=	10 ohm
C1	=	4,7 pF
C2	=	2.200 pF
C3	=	2.200 pF
C4	=	2.200 pF
C5	=	10 pF
C6	=	1.000 pF
C7	=	1.000 pF
C8	=	100 microF. 12 V elettrol.
C9	=	25 microF. 12 V. eletrol.
C10	=	3-12 pF compensatore
C11	=	10 pF conden. variabile
C12	=	100.000 pF
C13	=	250 microF. 12 V. elettrol.
C14	=	100 microF. 12 V. elettrol.
C15	=	100.000 pF
C16	=	2.200 pF
C17	=	25 microF. 12 V. eletrrol.
C18	=	10 microF. 12 V. elettrol.
TR1	=	transistor tipo AF239 oppure AF139
TR2	=	transistor tipo AF239 oppure AF139
TR3	=	transistor tipo AC125
L1	=	vedi articolo
JAF1-JAF2-JAF3	=	impedenza di AF da 3 micro-henry
S1-S2	=	commutatore 5 posizioni 2 vie
S3	=	interruttore di alimentazione

Alimentazione a 9 volt

Tutte le resistenze sono a 1/4 di Watt.

mune pila da 9 volt oppure, come ho fatto io, con due pile in serie da 4,5 volt per avere una maggiore durata.

REALIZZAZIONE PRATICA

Ho provato a realizzare questo ricevitore montandolo nelle maniere più disparate, sia su circuito stampato che con il sistema tradizionale a filo, ed ho constatato che, se il montaggio è stato fatto nel modo dovuto, non esiste alcuna differenza di sensibilità tra una tecnica e l'altra.

Coloro che quindi vorranno realizzare il mio progetto potranno farlo scegliendo il sistema più confacente alle loro esigenze.

Non ho riportato qui il mio circuito stampato perché per i modelli da me costruiti ho utilizzato dei componenti di recupero per cui le mie misure, in quanto rispecchianti le dimensioni ed i tipi da me impiegati, non si adatterebbero che a componenti per tutto uguali ai miei e che non tutti possono trovare.

Per esempio, in un mio prototipo ho utilizzato un piccolo condensatore variabile da 10 pF della GBC, e in un altro invece ho impiegato un condensatore variabile Ducati da 9+9 pF usandone una sola sezione ed infine, in un terzo prototipo, ho inserito un variabile surplus militare le cui dimensioni si differenziavano sostanzialmente da quelle dei due tipi menzionati sopra.

Penso quindi che la soluzione migliore sia quella di eseguire un montaggio a filo, questo se il lettore non avesse la pazienza di disegnarsi un circuito stampato adattandolo ai pezzi in suo possesso.

In fase di realizzazione occorrerà tenere conto anche di certi piccoli particolari che tuttavia risultano utili specie quando, come in questo ricevitore si lavora gamme VHF e dove anche solo qualche centimetro di filo in più del normale puó modificare notevolmente la gamma di frequenza sintonizzabile.

Cominciamo quindi con la descrizione di un cablaggio iniziando dallo stadio preamplificatore di AF; questa sezione puó essere anche montata separatamente su di una piccola basetta curando di tenere corte le connessioni che indicheró.

Dovete fare in modo che le impedenze JAF1 e JAF2 siano collegate direttamente sui terminali E-C del transistor TR1, e così pure dicasi del condensatore C2 che collega a massa la base dello stesso.

Le impendenzine JAF1-JAF2-JAF3 possono essere acquistate, già avvolte e pronte per essere montate, in commercio, chiedendo esattamente delle impedenze di AF per VHF-TV.

Per chi volesse saperne di più diró che la loro induttanza si aggira dai 3 ai 7 microhenry (per esempio le Geloso n. 815 e 816, oppure le GBC n. 0/471-0/472-0/473) e chi volesse autocostruirsele, potrà farlo benissimo avvolgendo 50 spire di filo da 0,18-0,20 mm su di un supporto di 4 mm di diametro e, se non è possibile trovare tale supporto, anche in aria cementando poi le spire con qualche collante (tipo cementatutto UHU od altro) in modo che montandole non abbiano la possibilità di sfilarsi.

Sarà opportuno anche tenere abbastanza distanziato il transistor TR1 da TR2 interponendo eventualmente uno schermo metallico (un semplice lamierino di ottone da 0,1 mm o anche più) tra questi due stadi affinché non abbiano ad influenzarsi a vicenda.

Il lamierino dovrà ovviamente risultare collegato a massa.

Il collegamento con C5 potrà anche essere mantenuto di una certa lunghezza (purché non superiore ai 7-8 cm.), andranno invece tenuti particolarmente corti i collegamenti di JAF3 con l'emettitore di TR2 e con il compensatore C10.

Se desiderate raggiungere con facilità le frequenze limite dei 160 MHz sarà utile che il collettore di TR2 risulti collegato direttamente sul terminale del condensatore variabile C11 corrispondente alle lamelle mobili.

La bobina L1 dovrà anch'essa avere una estremità saldata direttamente sullo stesso terminale del predetto variabile.

La bobina L1 da me utilizzata presenta le seguenti caratteristiche:
consta di 6 spire di filo da 1 mm nudo o stagnato avvolte in aria su diametro di 9 mm e spaziate in modo da avere un solenoide lungo circa 20 mm.

Le prese per ottenere le diverse gamme sono così distribuite:

Presa a 1 spira per la gamma dei 140-160 MHz
Presa a 2 spire per la gamma dei 130-145 MHz
Presa a 3 spire per la gamma dei 110-135 MHz
Presa a 4 spire per la gamma dei 90-110 MHz
Presa a 6 spire per la gamma dei 60-90 MHz

È ovvio che le frequenze da me indicate possono variare da progetto a progetto in quanto esse sono subordinate alla lunghezza dei fili di collegamento ed in particolare da quella che intercorre tra la presa della bobina e quella del commutatore S1.

Se infatti queste connessioni sono di relativa lunghezza non sarà più possibile scendere sotto i 140 MHz mentre se corti si potranno raggiungere anche i 170 MHz frequenza limite ed anche difficile da raggiungere a causa dei collegamenti

lunghi introdotti dall'uso del commutatore.

Comunque considerando che oltre tale frequenza si possono trovare solamente le emissioni TV, che non credo rivestano particolare interesse per i lettori, posso considerarmi soddisfatto di quelle gamme che mi riesce di coprire.

Sempre per poter esplorare le frequenze più elevate, oltre a tenere corti i collegamenti tra bobina e commutatore S1, occorrerà anche inserire il condensatore C12 direttamente sul commutatore S1 saldando una estremità del condensatore sul terminale di commutazione di S1 e l'altra estremità sulla carcassa metallica (oppure sul terminale di massa) del condensatore variabile C11.

Non è quindi sufficiente, come si potrebbe credere, saldare C12 su una massa qualsiasi del circuito, anche se questa risulta collegata alla massa del variabile, ma, se si vuole effettivamente raggiungere frequenze elevate, è necessario che C12 risulti appunto collegato come ho consigliato, vale a dire con un terminale a S1 e l'altro terminale alla massa di C11.

In pratica si potrà peró ovviare all'andicapp di collegamenti non propriamente corti utilizzando per L1 una bobina con un minor numero di spire ed in questo caso, come potrete appurare sperimentalmente, le prese dovranno risultare a 1/2 spira, 1 spira, ecc.

Anche la carcassa del potenziometro di reazione R7 dovrà risultare in collegamento con la massa, e ció per evitare che avvicinando ad esso la mano si manifestino degli effetti capacitivi che potrebbero influenzare negativamente la regolazione della superreazione della sintonia.

La sezione di BF non comporta alcuna difficoltà di realizzazione ed essa potrà essere effettuata in un qualsiasi modo tenendo peró presente che se il collegamento tra R14 e la base di TR3 dovesse risultare più lungo di 5 cm, sarà opportuno impiegare per lo stesso uno spezzone di cavetto schermato, come schermato dovrà anche essere il filo che dall'uscita di BF andrà all'amplificatore esterno di potenza.

Nei prototipi da me sperimentati ho usato come stadio finale dei piccoli amplificatori transistorizzati capaci di una potenza massima di 2 watt in uscita.

MESSA A PUNTO

La messa a punto di questo ricevitore non presenta molte difficoltà e praticamente si riallaccia a quella che occorreva eseguire a proposito del superreattivo presentato su questa rivista.

Come prima operazione occorrerà ruotare il potenziometro R7 a metà corsa quindi sfilare l'antenna ed accendere il ricevitore a superreazione.

Si regola quindi uno dei quattro trimmer R9-R10-R11-R12, precisamente quello che si trova commutato in posizione di lavoro, fino a fare assorbire al transistor TR2 una corrente di circa 0,8-1 mA.

A questo punto con un cacciavite in plastica ruotate il compensatore C10 fino ad udire nell'altoparlante un forte fruscio.

Se così non capitasse ed il fruscio venisse a cessare, occorrerà regolare di nuovo il trimmer potenziometrico R9 (oppure quello interessato secondo la posizione del commutatore S2) fino a trovare la posizione per la quale siano presenti le condizioni ideali di continuo innesco.

Dopo questa prima operazione e tenendo costantemente il potenziometro R7 nella sua posizione di metà corsa occorrerà procedere alla regolazione del trimmer che interessa la seconda gamma di frequenze fino ad ottenere il continuo innesco della superreazione.

Nello stesso modo andranno regolate tutte le altre gamme.

Se, per esempio, doveste constatare che sulle frequenze più alte, vale a dire quelle che interessano la gamma dei 140-160 MHz, la reazione ha difficoltà ad innescarsi, dovete ritoccare il compensatore C10 fino naturalmente ad ottenere lo innesco, quindi occorrerà controllare anche le altre gamme manovrando ancora i trimmer.

Ricapitolando, la regolazione di questo supperreattivo consta di due singole operazioni cioè quella di controllare la posizione dei trimmer in modo da fare assorbire al transistor TR2 un massimo di circa 1 mA e regolare il compensatore C10 su di una sola gamma (quella che risulterà più critica) fino ad ottenere il caratteristico fruscio della superreazione, quindi procedere ad un nuovo controllo di tutti gli altri trimmer per le gamme restanti in maniera che l'innesco della superreazione avvenga quando il potenziometro R7 si trova a metà della sua corsa.

A questo punto vi lascio alla vostra realizzazione e se vi capitasse mai di fare qualche gita in montagna non dimenticatevi di prendere in auto con voi il vostro ricevitore.

Constaterete con piacevole sorpresa quante sono le emissioni che esso è in grado di ricevere, dalle stazioni marittime ai ponti radio, alla polizia stradale ecc., anche se le trasmissioni avvengono a parecchie centinaia di chilometri di distanza dal posto in cui voi vi trovate.

un CONTASECONDI

Un progetto che interesserà in particolare tutti coloro che hanno bisogno di un temporizzatore di buona qualità e basso costo di realizzazione. Come potrete appurare dall'articolo, esso è in grado di apprezzare delle frazioni di secondo fino a tempi massimi di quasi 3 ore.

Un circuito transistorizzato di dimensioni molto ridotte capace di far scattare un relé con tempi determinabili con grande precisione puó senza dubbio trovare molteplici applicazioni in ogni campo pratico.

Intendiamoci, il fatto di far scattare un relé a tempi prefissati, all'atto pratico, potrebbe anche non significare nulla se noi non considerassimo il fatto che i terminali del relé possono essere collegati a qualsiasi impianto elettrico che verrà quindi comandato dagli stessi.

Da ció l'impossibilità di enumerare tutti i casi in cui verrebbe utile il nostro progetto; noi ci limiteremo a prendere in considerazione alcune interessanti applicazioni in campi diversi che poi saprete estendere a vostre particolare esigenze.

Prendiamo come primo esempio un fotografo che, nella camera oscura, per necessità di stampa deve esporre la carta sensibile per un periodo di tempo ben preciso, ed è costretto a ripetere questa operazione di continuo per un numero infinito di volte sempre mantenendo gli stessi tempi di esposizione.

Se tra una stampa e l'altra avvenissero variazioni anche solo di qualche secondo le foto ottenute risulterebbero o sovraesposte o sottoesposte e ció comporterebbe un non indifferente spreco di tempo e di materiale.

Ecco che a questo punto sarebbe indubbiamente utile un contasecondi, che collegato all'ingranditore od al bromografo, si preoccupasse lui stesso di tenere accesa, per il tempo esatto, la lampada di esposizione in maniera da fornire delle stampe tutte uguali e perfette.

Abbandoniamo ora il campo della fotografia per passare ad altri impieghi meno circonstanziati e di più comune utilità.

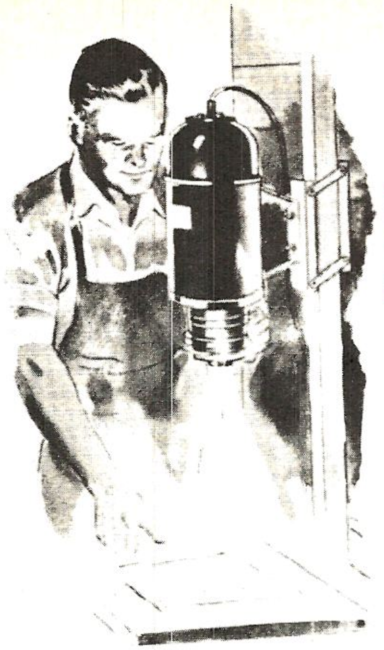
Se ad esempio regoliamo il nostro temporizzatore su periodi di tempo molto lunghi, come di mezz'ora di un'ora, di due ore o di tre ore, ce ne potremmo servire per lo spegnimento automatico della luce nella vetrina di esposizione di un negozio, o indifferentemente di una insegna luminosa, senza dovere uscire di casa.

Un altro modo d'impiego potrebbe essere quello di utilizzarlo per regolare il funzionamento di un motorino elettrico asservente la pompa dell'acqua per riempire cisterne, oppure per azionare un ventilatore in cucina per disperdere gli odori, che immancabilmente affliggono questi locali dopo la preparazione dei pasti, senza timore di dimenticarlo acceso per tutta la notte.

Di esso poi potremmo anche servircene per comandare un caricabatterie regolandolo per il tempo di carica che crediamo opportuno quindi andarcene tranquillamente a letto sicuri che, a carica avvenuta, verrà automaticamente staccata la tensione di rete.

Per voi che avete l'abitudine di addormentarvi all'improvviso senza curarvi di spegnere la luce o dimenticando la radio accesa, esso si trasformerà in un fedele alleato che, secondo il tempo prefissato, per esempio mezz'ora, si incaricherà di spegnere luce e radio al posto vostro.

Se poi al momento dello stacco vi trovaste ancora svegli e desiderosi di proseguire nella lettura del vostro libro preferito o nell'ascolto della radio, non dovete fare altro che spingere l'apposito pulsante per ripristinare le condizioni inizia-



a FET

li sicuri che il contasecondi tornerà in funzione dopo una mezz'ora esatta.

Il suo servizio infine non si limita solamente ad interrompere una tensione dopo un tempo stabilito, ma ha possibilità di essere predisposto anche per un servizio completamente opposto, vale a dire che invece di spegnere puó mettere in funzione un apparato elettrico dopo un tempo prestabilito. Una tale applicazione puó essere molto pratica ad una massaia, per esempio, o ad un ceramista, ad un pasticciere per avvisarlo, azionando un campanello elettrico, che sono passati 30 minuti, od un'ora ecc. da quando il forno è stato messo in funzione per cui il tempo di cottura sta per scadere.

Crediamo quindi con questi pochi esempi di aver fornito ampio materiale illustrativo sulle benemerenze di un contasecondi come il nostro per cui ci rimettiamo ai nostri lettori che troveranno altri mille sistemi di utilizzazione ed ora, chiuso l'argomento, passiamo senza indugio alla descrizione del circuito elettrico e del modo di effettuare il relativo montaggio.

CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico del nostro contasecondi è molto semplice ed intuitivo.

Come si vede dallo schema di fig. 1 il suo funzionamento si basa principalmente sull'utilizzazione di un fet e di un transistor (il fet è un canale N tipo 2N3819 ed il transistor un NPN tipo BC107) che comandano i contatti di un relé.

Quando chiudiamo l'interruttore S6 tutto il circuito verrà sottoposto alla tensione di alimentazione di 13,5 volt, ottenibili attraverso 3 pile da 4 volt poste in serie.

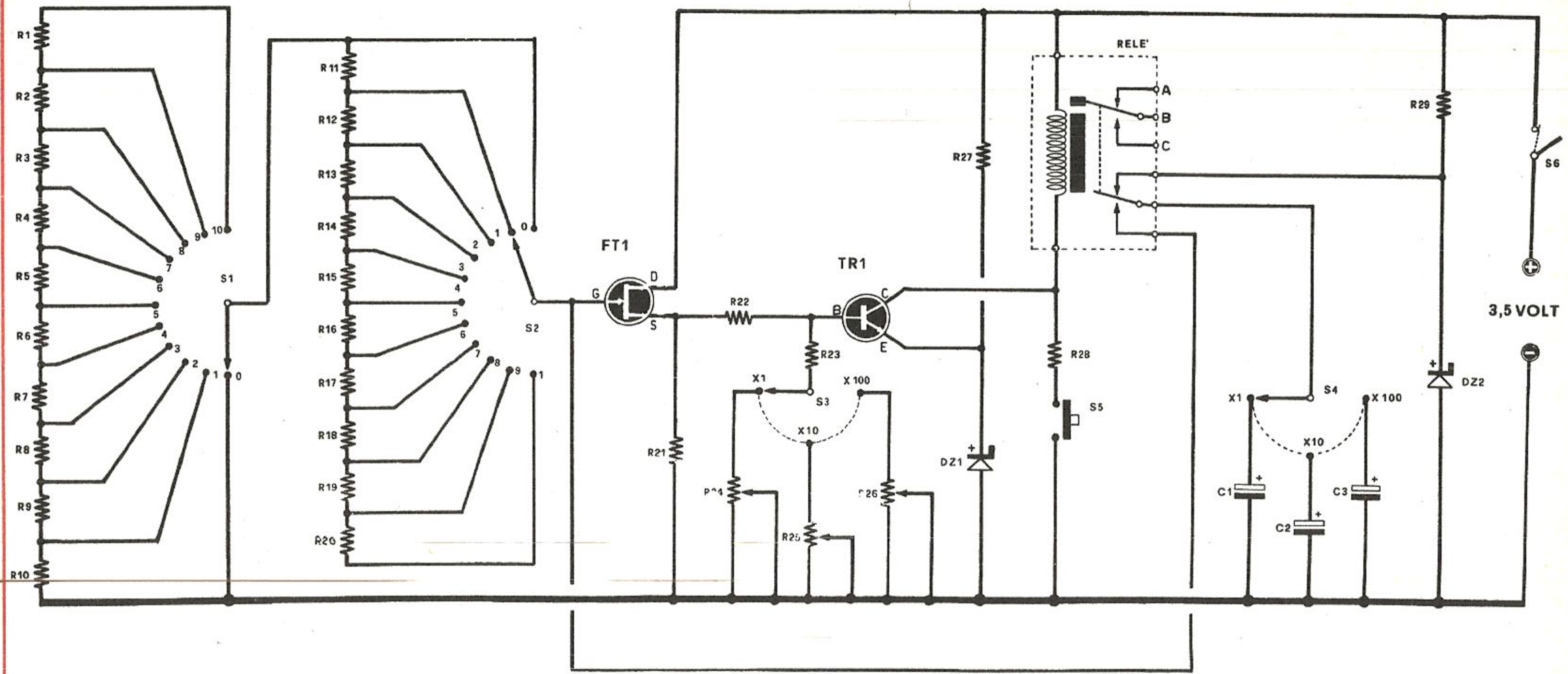
Tale tensione verrà quindi stabilizzata dal diodo Zener DZ2 da 9 volt e, tramite i contatti del relé, giungerà, dopo essere passata attraverso il commutatore S4, ad uno dei tre elettrolitici che nello schema sono contrassegnati dalle si gle C1-C2-C3.

L'elettrolitico interessato si troverà così posto ad una tensione, stabilizzata sui 9 volt affinché l'esaurimento progressivo delle pile di alimentazione non venga ad incidere sulla precisione dei tempi del temporizzatore.

Se a questo punto noi pigiamo il pulsante dello « starter », indicato nel circuito con S5, facciamo scorrere una tensione attraverso la bobina del relé che, eccitandosi, attirerà i contatti.

Tre di questi contatti, e precisamente quelli numerati con la sigla A-B-C, saranno utilizzati come deviatore per l'esterno (a comandare cioè o l'ingranditore, o il motorino elettrico, o il campanello, o qualsiasi altro apparato di cui si voglia controllare il tempo di funzionamento.

Gli altri tre contatti, quelli connessi rispettivamente con R29-DZ2-S4, quando il relé è eccitato, escludono la tensione dei 9 volt dal commutatore S4 e quindi da uno dei condensatori elettrolitici sopra menzionati C1-C2-C3, e contemporaneamente lo stesso condensatore si troverà, sempre tramite i contatti del relé, collegato al gate del fet FT1. Poiché tale condensatore risulterà caricato alla tensione di 9 volt esso metterà in



COMPONENTI CONTASECONDI

Da R1 ad R10 = 10.000 ohm (vedi testo)
Da R11 ad R20 = 100.000 ohm (vedi testo)
R21 = 4.700 ohm
R22 = 2.20C ohm
R23 = 2.200 ohm
R24 = 10.000 ohm trimmer
R25 = 10.000 ohm trimmer
R26 = 10.000 ohm trimmer
R27 = 3.900 ohm
R28 = 56 ohm
R29 = 1.000 ohm

C1 = 10 microF. 10-25 Volt elettr.
C2 = 100 microF. 10-25 Volt elettr.
C3 = 1.000 microF. 10-25 Volt elettr.
FT1 = FET canale N tipo 2N3819 o equivalente
TR1 = NPN silicio tipo BC107 o equivalente
DZ1 = Zener 5,6 volt 1/2 Watt
DZ2 = Zener 9 Volt 1/2 Watt
S1 = commutatore 11 pos. 1 via
S2 = commutatore 11 pos. 1 via
S3-S4 = commutatore 3 pos. 2 vie
S5 = pulsante « starter »
S6 = interruttore di alimentazione
RELÈ da 9 volt con resistenza da 180-380 ohm

conduzione il fet sul cui terminale sourge verrà a trovarsi presente una tensione positiva che, attraverso la resistenza R22, servirà a polarizzare la base del transistor TR1.

Il transistor entrando in conduzione provvederà a mantenere in stato di eccitazione il relé.

Osservando lo schema noteremo che sul sourge del fet è inserito un partitore di resistenze, collegato a massa, attraverso le quali il condensatore interessato (C1 o C2 o C3) lentamente si scaricherà causando una progressiva riduzione della corrente nel fet.

Quando la tensione scenderà al di sotto del livello prestabilito, alla base del transistor TR1 non sarà più presente la tensione di polarizzazione ed esso cesserà di condurre per cui anche sulla bobina del relé verrà a mancare la tensione che prima risultava ed anche quest'ultimo sarà diseccitato.

Col ripristino delle condizioni iniziali il condensatore elettrolitico C1 (o C2 o C3) verrà nuovamente ricaricato, sempre tramite R29-DZ2-S4, e per rimettere in funzione il contasecondi basterà pigiare ancora il pulsante S5.

Rimane da vedere la funzione del diodo zener DZ1, da 5,6 volt, posto sull'emettitore di TR1. Questo Zener serve a far sì che il relé si diseccìti prima che il condensatore si sia scaricato completamente; ció è necessario per aumentare la precisione del temporizzatore. Infatti solo il primo periodo di scarica di un condensatore è sufficientemente lineare e permette di ottenere una precisione notevole, mentre l'ultima parte della scarica avviene troppo lentamente con la conseguenza di frequenti errori nel tempo di intervento.

Inoltre DZ1 provvede ad una adeguata polarizzazione del transistor TR1, in modo che questo risulti interdetto in condizioni di riposo.

Nel nostro progetto la scelta del tempo di intervento viene effettuata tramite i due commutatori S1 ed S2, da 11 pos. 1 via, a cui si aggiunge il commutatore S4 che serve a moltiplicare opportunamente il tempo prestabilito dai primi due. Il sistema che abbiamo trovato più conveniente è quello di una base decimale che risulta di facile lettura e di immediata predisposizione. Il commutatore S1 stabilisce i decimi di secondo, mentre S2 stabilisce i secondi, questo, s'intende, con S4 nella prima posizione (X 1). In questo modo si ottengono tutti i tempi da O ad secondi con scatti di un decimo di secondo per volta: il numero di secondi viene dato dalla posizione del commutatore S2, mentre quello dei decimi dalla posizione di S1. Facciamo un esempio: S1 sulla posizione 4 ed S2 sulla posizione 3 : in queste condizioni il tempo di intervento del temporizzatore è di 3,4 sec. Il tempo di 11 secondi si ottiene quando i commutatori sono nella posizione (10 S1 e 10 per S2); infatti si hanno 10 sec. stabiliti dalla posizione di S2 a cui vanno aggiunti dieci decimi di sec. dovuti alla posizione di S1.

Naturalmente per tempi più lunghi:
interviene il commutatore S4 che permette di moltiplicare per 10 o per 100 i tempi di cui si è parlato. Pertanto con S4 nella posizione X10 avremo tempi da 0 a 110 sec, pari ad 1 minuto e 50 sec. con salti di secondo in secondo.

Con S4 nella posizione X100 avremo tempi da 0 a 1.100 sec, pari a 18 minuti e 20 sec., con scatti di dieci in dieci sec.

Il sistema descritto è quello che abbiamo ritenuto il più conveniente, ció non esclude che si possa usare altri sistemi, come, per esempio, un potenziometro da 1 o 2 Megaohm al posto dei due commutatori. In questo caso, peró, andrà persa molta della precisione che questo circuito è in grado di offrire. Comunque di questi problemi parleremo in un apposito paragrafo.

Il relé impiegato da noi in questo progetto consiste in un Siemens avente una bobina con resistenza compresa tra i 185-280 ohm eccitabile con una tensione di 9 volt; ma naturalmente possono andare bene anche altri modelli, purché siano in grado di eccitarsi con 9 volt e con una corrente minima di 25 mA circa.

A titolo di cronaca ricordiamo che i contatti del relé che noi abbiamo consigliato sono capaci di sopportare un carico di circa 200 watt, per cui esso non potrà esserci di alcuna utilità per comandare stufe elettriche od altri impianti elettrici che abbiano potenze superiori alla massima sopportabile che abbiamo denunciato.

In ogni modo all'occorrenza il nostro relé potrebbe servirci per comandare un servorelé, cioè un secondo relé, in grado quest'ultimo di sopportare carichi di qualche Kilowatt cioè con contatti atti a sopportare 6-10 ampere.

LA SCELTA DEI TEMPI

Noi per il nostro contasecondi abbiamo stabilito e scelto dei tempi che possono servire per un numero molto grande di applicazioni, intendendo avere con esso un apparecchio di uso pressoché universale, adatto in ogni campo.

Alcuni di voi potrebbero, invece, per motivi particolari d'impiego, avere necessità di disporre

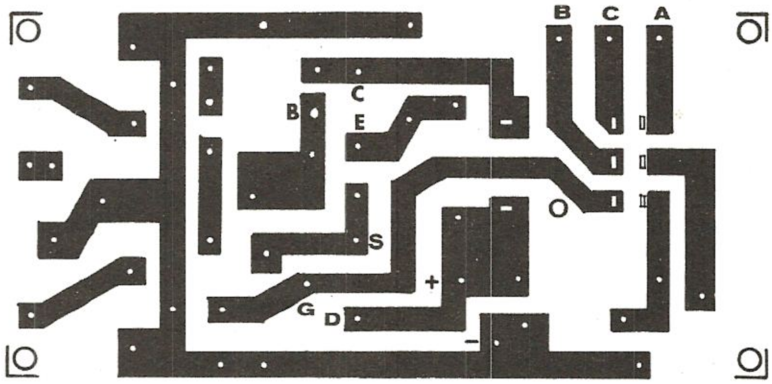


Fig. 2 Chi volesse realizzare il nostro contasecondi con il sistema dei circuiti stampati potrà servirsi del disegno che appare in figura nel quale è visibile il circuito stampato, a grandezza naturale, di cui ci siamo serviti per il nostro prototipo. Vi sarà facile riportarlo su di una basetta di rame ed inciderlo con l'apposito acido.

di un solo tempo di temporizzazione per esempio mezz'ora oppure 1 ora ecc., senza alcun interesse per le frazioni di secondo o i secondi, o i minuti o le ore.

Altri invece potrebbero avere interesse invece per tempi superiori alle tre ore; questi risultati si possono ottenere con alcune semplici modifiche che vanno apportate senza alcuna difficoltà.

Se infatti si avesse bisogno solo del conteggio dei secondi sarà sufficiente eliminare S1 collegando la resistenza R11 direttamente a massa.

Se invece fosse necessario avere a disposizione un solo tempo si puó operare collegando a massa il gate del fet con una resistenza il cui valore va scelto sperimentalmente, eliminando i commutatori S3-S4 ed utilizzando un solo condensatore elettrolitico dal valore scelto anche questo sperimentalmente in base al tempo che si desidera ottenere.

Tanto per fare un esempio, collegando a massa il gate del fet con una resistenza da 10 Megaohm utilizzando un condensatore elettrolitico da 1 microfarad avremo un tempo massimo di 10 secondi, inserendone invece uno da 10 microfarad il tempo massimo salirà a 100 secondi, con uno da 100 microfarad il tempo massimo sarà di 16 minuti e con 1.000 microfard di 2 ore e 40 minuti aumentando quindi la capacità del condensatore elettrolitico si ha quindi la possibilità di aumentare i tempi sfruttabili mentre riducendo il valore della resistenza R11 si avrà una diminuzione dei tempi.

Se infatti invece dei 10 Megaohm noi colleghiamo a massa il gate del fet con una resistenza da 1 Megaohm, per ottenere i 10 secondi sarà necessario un condensatore da 10 microfarad, per i 100 secondi 100 microfarad e per i 16 minuti un condensatore da 1.000 microfarad.

Quindi con le debite considerazioni possiamo già in partenza predisporre la scelta delle resistenze da inserire nei partitori comandati da S1 ed S2, avendo a disposizione due soluzioni per giungere allo stesso risultato.

Noi ad esempio abbiamo scelto per le resistenze da R1 a R10 (resistenze che regolano le frazioni di secondo) componenti da 10.000 ohm mentre per quelle che vanno da R11 a R20 valori di 100.000 ohm ed in questo caso, per ottenere i risultati che ci siamo prefissati, abbiamo dovuto impiegare per i condensatori C1-C2-C3 elettrolitici rispettivamente da 10 microfarad, 100 microfarad ed infine da 1.000 microfarad,

tutti da 16 Volt, componenti questi facilmente reperibili dovunque.

Se al posto delle resistenze impiegate noi ne inserissimo altre di diverso valore, rispettando ovviamente le proporzioni, per avere gli stessi risultati dovremmo cambiare anche il valore dei condensatori, come è deducibile da quanto detto finora.

Qualora infatti il valore delle resistenze da R1 a R10 fosse di 100.000 ohm (invece dei 10.000 precedenti) e quello delle resistenze da R1 R20, di conseguenza, 1 Megaohm, per ottenere stessi valori di tempo sarà necessario usare dei condensatori di capacità inferiore a quelli consigliati precedentemente ed espressamente di 1 microfarad per C1,10 microfarad per C2 e 100 microfarad per C3.

In questo caso potremmo anche inserire un quarto condensatore da 1.000 microfarad aumentando gli scatti di S4 da 3 a 4 per avere così a disposizione una quarta portata che corrisponderebbe ad una moltiplicazione x1.000.

A prima vista la soluzione delle resistenze a valore più alto, quella cioè che permette l'utilizzazione di una quarta portata, sembrerebbe la soddisfacente; in pratica però le cose sono un po diverse in quanto coloro che propenderanno per questa seconda soluzione dovranno provvedere il contasecondi di una efficace schermatura (racchiudendolo per esempio in una scatola metallica) per evitare che il gate del fet risulti influenzabile da effetti capacitivi esterni, come quello di una mano, che potrebbero alterare la precisione delle misure, mentre con una realizzazione con resistenze di valore più basso (montaggio da noi consigliato) non sorgono problemi di schermatura e si potrà racchiudere l'apparecchio in un semplice contenitore di legno o plastica senza nessun effetto collaterale.

Anche in questo caso peró sarà opportuno che le carcasse metalliche dei commutatori S1 ed S2 risultino collegate a massa, cioè con il filo di collegamento al negativo di alimentazione.

REALIZZAZIONE PRATICA

Il progetto puó essere realizzato nel modo che a ciascuno pare migliore, quindi anche con un normale cablaggio a filo, comunque per agevolare coloro che amano l'estetica, ed ancor piú la facilità di montaggio, abbiamo creduto opportuno approntarlo su circuito stampato.

In fig. 2 esso è visibile a grandezza naturale in modo che chi non volesse acquistarlo possa riportarlo sul rame ed autocostruirselo.

In fig. 3 vi abbiamo invece riportato in disegno il montaggio ultimato in modo che sappiate esattamente come vanno inseriti i vari componenti nel circuito stampato, e le diverse connessioni che andranno necessariamente collegate ai comandi fissati al pannello frontale del contasecondi.

Infatti tutte le resistenze che formano il partitore vanno saldate direttamente sui terminali dei commutatori S1 ed S2 e lo stesso dicasi per quanto riguarda gli elettrolitici C1-C2-C3 che vanno anch'essi fissati sui terminali di S4.

Dalla basetta del circuito stampato si dipartiranno anche i fili provenienti dagli scambi del relé, che abbiamo chiamato A-B-C. Come si puó dedurre dallo schema elettrico di fig. 1 nel relé, in condizione di riposo, il terminale centrale del deviatore, quello contrassegnato con B, si trova in contatto con A mentre a relé eccitato lo stesso terminale, cioé sempre B, va a contatto con il terminale C.

Quindi se desideriamo che a relé eccitato si abbia esternamente un contatto elettrico che venga a mancare dopo il tempo prefissato (come nel caso di comando di un ingranditore per fotografi) occorrerà usufruire dei contatti B-C; se al contrario vogliamo invece che dopo il lasso di tempo prefissato, ad esempio, si accenda una lampada e rimanga in funzione fino a che non pigiamo il pulsante S5, allora i contatti da utilizzare saranno i B-A. Nella scelta delle resistenze che formeranno i due partitori da R1 a R10 e da R11 a R20 dovete orientarvi su tipi che abbiano una tolleranza del 2%, o al massimo del 5%, diversamente, se non vi sarà possibile trovarne con tale precisione, prima di provvedere a saldarle sui commutatori sarà opportuno che ne controlliate il valore con un ohmetro scartando poi quelle che si discostano troppo dal valore richiesto.

Essendo infatti il nostro un apparecchio di ottima precisione, se non sceglierete con accuratezza le resistenze da impiegare vi potrebbe benissimo accadere che, con resistenze prese a caso e non controllate, tra uno scatto e l'altro si notino delle sensibili differenze di tempo ed invece dei 1-2-3-4 ecc. secondi vi troviate ad avere tempi di 1-2, 2-3, 1-3, 9 ecc. secondi, variazioni queste prodotte dalle differenze del valore resistivo dei componenti impiegati rispetto a quelli che sono richiesti dal circuito.

Una volta terminato il montaggio, sarà necessario regolare il moltiplicatore del tempo formato, come abbiamo detto, dai condensatori C1-C2-C3.

Poiché anche in questo caso sarà molto difficile che il valore segnato sull'involucro degli

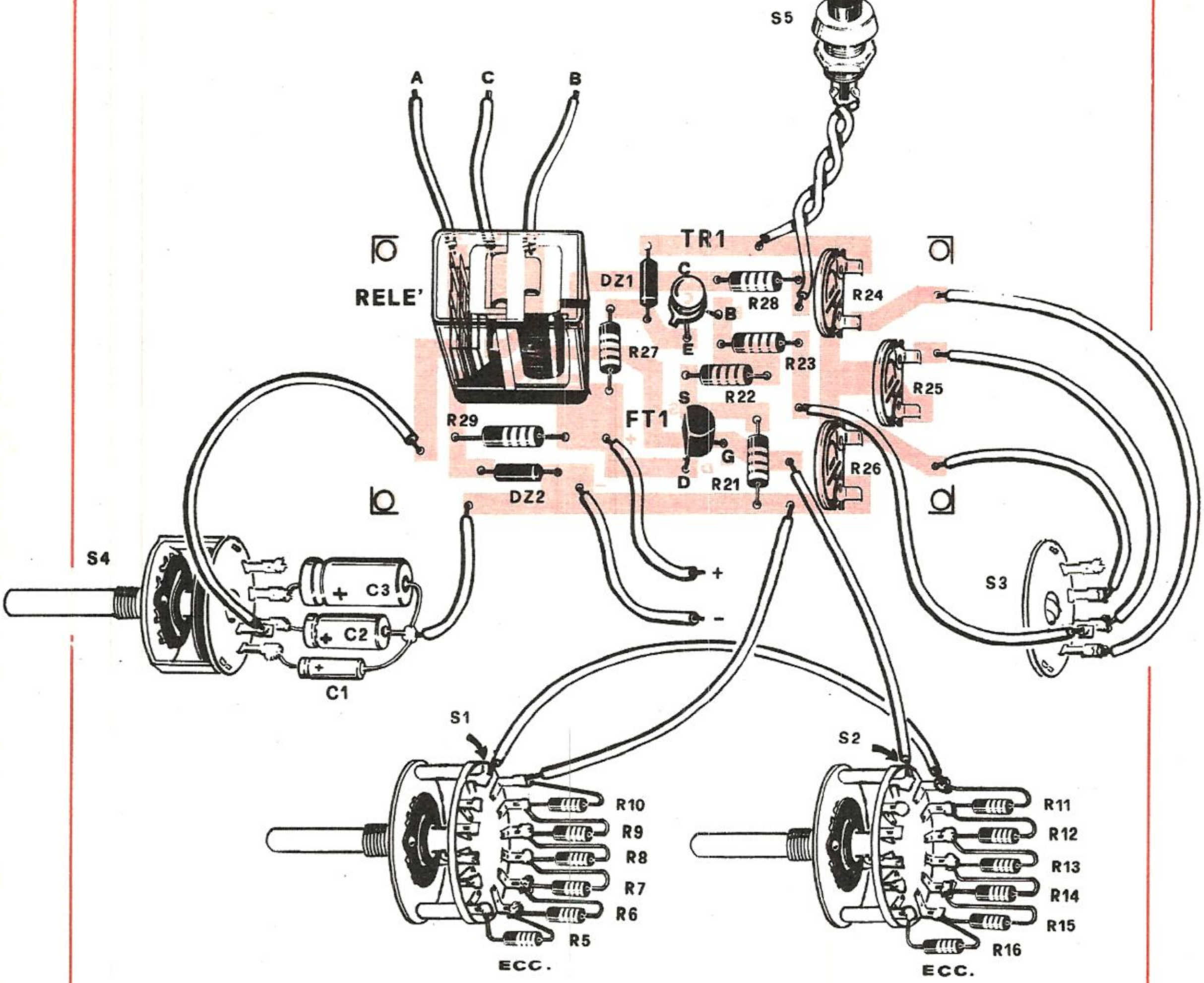


Fig. 3 I vari componenti del contasecondi andranno sistemati sul circuito stampato o nel modo visibile in figura. I terminali posteriori del relé risultano al di fuori delle tracce di rame, in quanto le stesse verrebbero a trovarsi quasi a contatto con le vicine, per cui occorrerà provvedere a collegarli tramite dei corti spezzoni di filo di rame.

Inoltre sui commutatori sono state disegnate non tutte le resistenze necessarie in quanto il riportarle tutte poteva dare adito a confusione. È ovvio che nella realizzazione pratica dovete provvedere ad inserire anche quelle che non risultano dal disegno ed espressamente le R1-R2-R3-R4 per S1 e le R17-R18-R19-R20 per S2.

stessi corrisponda esattamente al valore effettivo, che dovrebbe essere di 10-100-1000 microfarad (noi ed esempio su 20 condensatori da 100 microfarad controllati solamente 1 aveva la capacità giusta, mentre il valore degli altri oscillava tra gli 85 e i 120 microfarad) per tarare esattamente il nostro contasecondi sui tempi voluti, abbiamo provveduto ad inserire i tre trimmer R24-R25-R26 che, commutandosi in abbinamento ad S4 assieme ai condensatori C1-C2-C3 possono correggerne le eventuali tolleranze.

Per effettuare la taratura dei tempi esatti potete procedere nel modo seguente: si inizierà con il commutatore S1 commutato sulla posizione « O », con S2 sulla posizione 10 e con S3-S4 predisposto sulla moltiplicazione x1.

Si collegherà quindi ai contatti BC del relé una lampadina alimentata da una pila in modo da poter controllare visivamente il tempo di attacco e di stacco del relé.

Cronometro alla mano si premerà il pulsante e si controllerà se la lampadina rimarrà accesa per un tempo esatto di 10 secondi; se così non accadesse andrà regolato pazientemente il trimmer R24 fino ad ottenere la precisione voluta.

Qualora poi anche ruotando completamente il trimmer non si riuscisse ad ottenere quanto richiesto, ció vorrà dire che il valore del condensatore C1 di discosta troppo, causa una eccessiva tolleranza, da quello auspicato, per cui occorrerà provvedere ad una doverosa sostituzione.

Ottenuti infine questi primi 10 secondi si commuterà S3-S4 nella posizione corrispondente ai x10 e lasciando immutate le posizioni degli altri commutatori dovremo ottenere un tempo di 100 secondi (vale a dire di 1 minuto e 40 secondi).

Se non siete nati con la camicia e non avete una fortuna sfacciata ben difficilmente otterrete di primo acchito quanto desiderate: dovete allora manovrare il trimmer R25 fino ad ottenere i risultati richiesti comportandovi esattamente come nella operazione precedente.

Si passerà quindi al controllo del tempo con S3-S4 commutato nella posizione x100 che dovrà corrispondere, con gli altri commutatori fissi nelle primitive posizioni, ad un tempo di 1.000 secondi (16 minuti e 40 secondi); per ottenerlo qualora ci fossero delle differenze (cosa molto facile) si dovrà operare sul trimmer R26.

Eventuali correzioni di una certa entità trattando di condensatori con valore effettivo inferiore al richiesto, si possono ottenere collegando in parallelo al condensatore in difetto altri elettrolitici di opportuno valore.

Se poi non aveste sottomano dei componenti di grande capacità come richiesti dal circuito potete provvedere collegandone in parallelo tanti fino ad ottenere il valore totale richiesto; ad esempio, per i 100 microfarad potete ripiegare collegando due condensatori da 50 microfarad e per 1.000 microfarad si possono utilizzare due elettrolitici da 500 microfarad in parallelo o quattro da 250 microfarad, anch'essi in parallelo, correggendoli poi con condensatori da 10 o da 50 microfarad.

Terminata con soddisfazione la taratura, potete ora racchiudere il tutto entro un qualsiasi contenitore badando che quest'ultimo abbia le dimensioni sufficienti anche per contenere, oltre ai vari componenti del progetto, anche le 3 pile da 4,5 volt collegate in serie necessarie per l'alimentazione.

Come ultimo facciamo presente ai nostri lettori che, volendo, si puó provvedere alla alimentazione del progetto con un alimentatore in alternata, a patto che questo risulti stabilizzato almeno con un diodo Zener ed accuratamente filtrato per evitare che le fluttuazioni di corrente possano incidere sfavorevolmente sulla precisione del contasecondi.



IMPORTANTE - IMPORTANTE - IMPORTANTE

questo è il nostro nuovo indirizzo:

rivista NUOVA ELETTRONICA
via CRACOVIA n. 21 BOLOGNA

non dimenticatelo

COMUNICATO: dal prossimo numero avrà inizio una nuova rubrica gratuita, per la VENDITA e lo SCAMBIO di materiale tra lettori, potete fin d'ora inviare il vostro annuncio.

un PREAMPLIFICATORE HI-FI con 4 TRANSISTOR al SILICIO

Il progetto che presenteremo in questo articolo si differenzia da ogni altro analogo già presentato perché in esso sono inclusi pure due filtri per eliminare il fruscio prodotto dalle puntine ed il « rumble », cioè il rimbombo eventualmente causato dalla particolare costruzione od installazione del giradischi.

Il preamplificatore è un po' il cuore di un qualsiasi amplificatore Hi-Fi e da esso dipende in gran parte la qualità del suono riprodotto.

Infatti è il preamplificatore che deve ricevere il debole segnale proveniente da un pick-up, dalle testine di un registratore o da un microfono, segnale la cui intensità normalmente si aggira sui millivolt e che deve essere amplificato, senza alcuna distorsione, fino a raggiungere livelli abbastanza ampi da poter pilotare uno stadio finale di potenza.

Oltre a questa qualità che possiamo definire come principale, un buon preamplificatore deve possedere anche un'altra caratteristica: esso necessariamente deve essere provvisto di speciali filtri equalizzatori, selezionabili di volta in volta tramite un commutatore, capaci di rendere la risposta lineare in modo da poterla adattare perfettamente alle peculiarità di registrazione dei dischi da riprodurre.

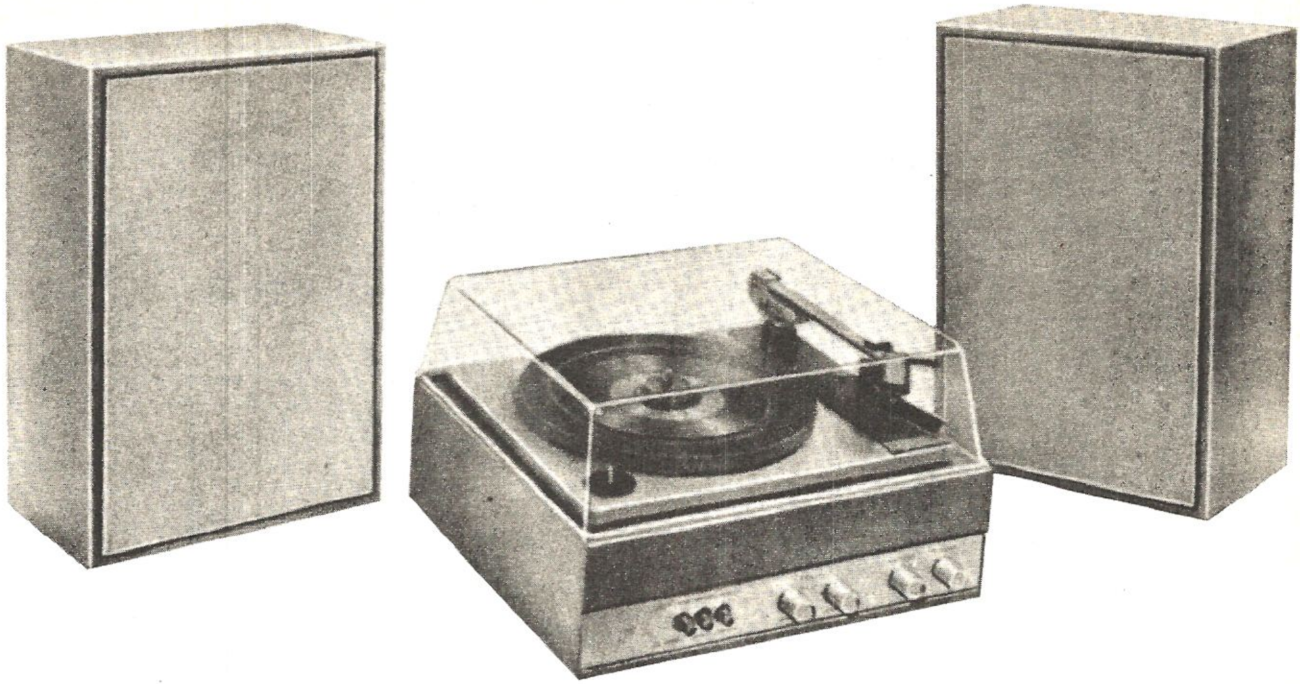
Questi filtri dovranno inoltre provvedere ad equilibrare le diverse tensioni in entrata che logicamente possono variare in intensità, se, per esempio, invece di un pick-up ci colleghiamo, in entrata, un microfono oppure preleviamo il segnale da un magnetofono.

Oltre a tutte queste necessarie particolarità dobbiamo anche aggiungere i controlli di tono, per poter esaltare a piacimento ora le note basse ora gli acuti, un controllo per il volume, in maniera da dosare a volontà la potenza del segnale in uscita e, se amplificatore è stereo, come oggigiorno è molto facile che sia, diventa necessario anche un controllo di bilanciamento.

Tutte queste caratteristiche attualmente sono di regola presenti in ogni preamplificatore che si rispetti, ma per coloro che desiderano qualcosa di meglio ció non è ancora sufficiente.

Non dobbiamo infatti dimenticare che non sempre le incisioni sui dischi risultano di qualità perfetta, che i dischi dopo un certo tempo di ascolto invecchiano deteriorandosi, che il giradischi che abbiamo acquistato o che ci è stato regalato non costa 50.000 o più lire, ma a volte anche molto meno senza contare che le puntine possono essere di qualità scadente o consumate.

Questi sono tutti fattori che influiscono negativamente sulla riproduzione; poi anche se il preamplificatore dovesse essere perfetto, cioè con una banda passante abbastanza ampia da includere tutte le frequenze acustiche udibili, forse anche proprio per questo motivo vengono esaltate le manchevolezze degli altri componenti il complesso che si traducono in una esaltazione del fruscio della puntina che scorre sul disco consumato al punto da rendere inaccettabile la riproduzione, in un fastidioso « rumble » e in tutti quegli inconvenienti che sarebbe opportuno eli-



DISTORSIONE ARMONICA	= 0,1%
RAPPORTO SEGNALE/DISTURBO	= 100 dB
BANDA PASSANTE	= da 16 a 100.000 hertz a +/- 0,5 dB
EFFICACIA CORREZIONE TONI BASSI	= +/- 16 dB a 20 hertz
EFFICACIA CORREZIONE TONI ACUTI	= +/- 15 dB a 20.000 hertz
EFFICACIA CORREZIONE TONI MEDI	= +/- 23 dB a 1.000 hertz
FILTRO PASSA BASSO frequenza di taglio	= a 10.000 hertz 18 dB/ottava
FILTRO PASSA ALTO frequenza di taglio	= a 30 hertz 12 dB/ottava

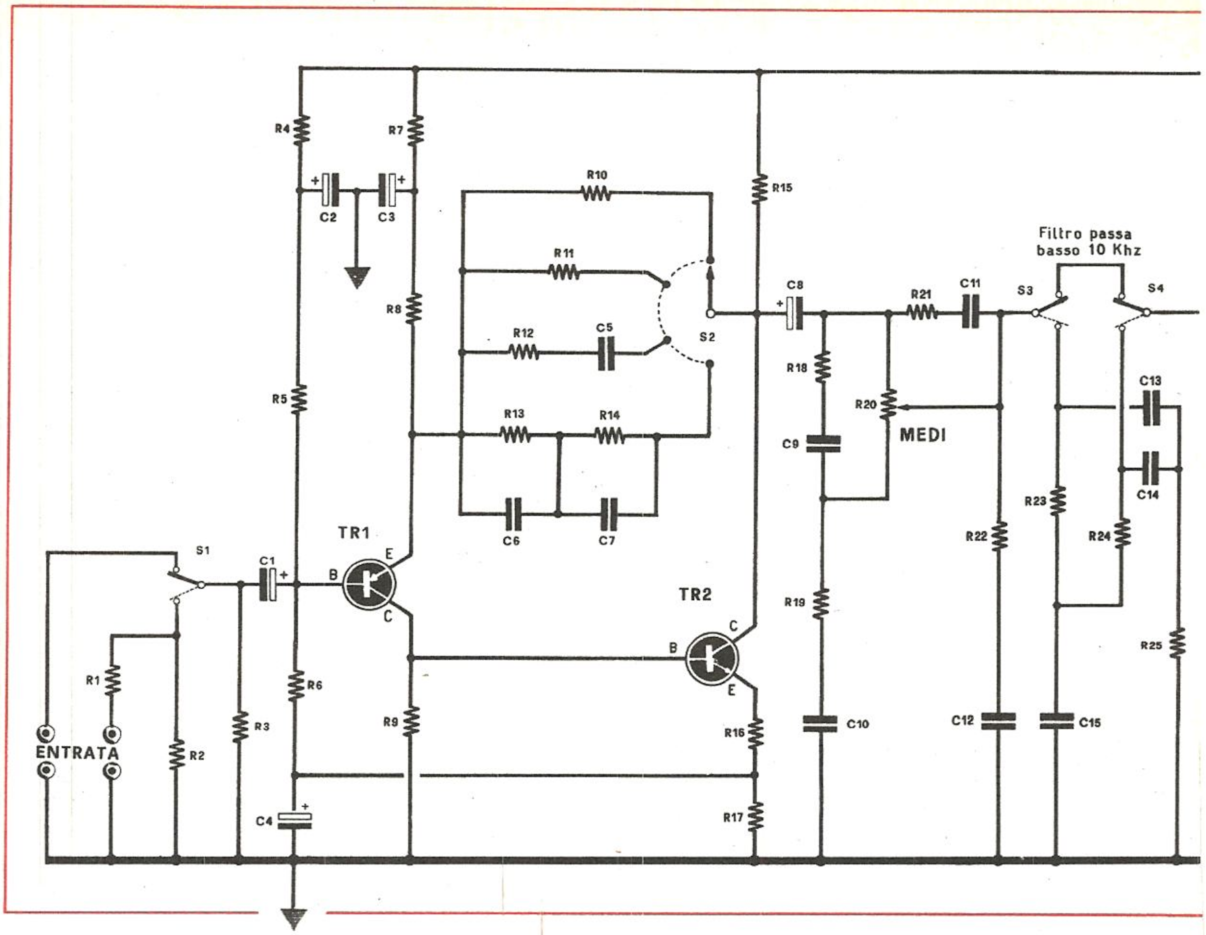
PICK-UP MAGNETICO		
Impedenza d'entrata	=	**50.000 ohm**
sensibilità	=	**6 millivolt**
correzione R.I.A.A	=	**+/- 1 dB**
PICK-UP CERAMICO		
Impedenza entrata	=	**50.000 ohm**
Sensibilità	=	**130 millivolt**
Responso lineare	=	**+/- 1 dB**
ENTRATA RADIO O TUNER		
Impedenza d'entrata	=	**50.000 ohm**
Sensibilità	=	**140 millivolt**
MICROFONO		
Impedenza d'entrata	=	**50.000 ohm**
sensibilità	=	**1,4 millivolt**
ENTRATA TESTINA MANGIANASTRI		
Impedenza d'entrata	=	**50.000 ohm**
sensibilità	=	**4,5 millivolt**
Correzione CCIR	=	**+/- 1 dB**

minare prima che possano raggiungere lo stadio finale dell'amplificatore di potenza.

Ecco perché noi, quando ci siamo decisi a mettere a punto un nuovo preamplificatore Hi-Fi, abbiamo voluto prendere in considerazione anche tutti questi fattori includendo nel nostro progetto una rete di filtri che saranno quanto mai utili per raggiungere un grado di riproduzione sonora veramente perfetta e priva di ogni difetto.

Le aggiunte che differenziano il nostro attuale progetto da ogni altro finora presentato si possono dedurre dalla tabella delle caratteristiche costruttive seguenti:

CONTROLLO TONI MEDI = conosciuto anche con il nome inglese di « LOUDNESS CONTROL ». Questo comando serve per introdurre una esaltazione dei toni bassi ed alti in modo da compensare l'apparente attenuazione di tali toni a seconda del volume.



FILTRO PASSA BASSO = il suo nome inglese è di « SCRATCH ». Il compito di questo filtro è quello di tagliare le note più alte per cui esso risulta utilissimo per eliminare quel fastidioso fruscio caratteristico dei dischi vecchi o sporchi o rigati o della puntina già troppo consumata.

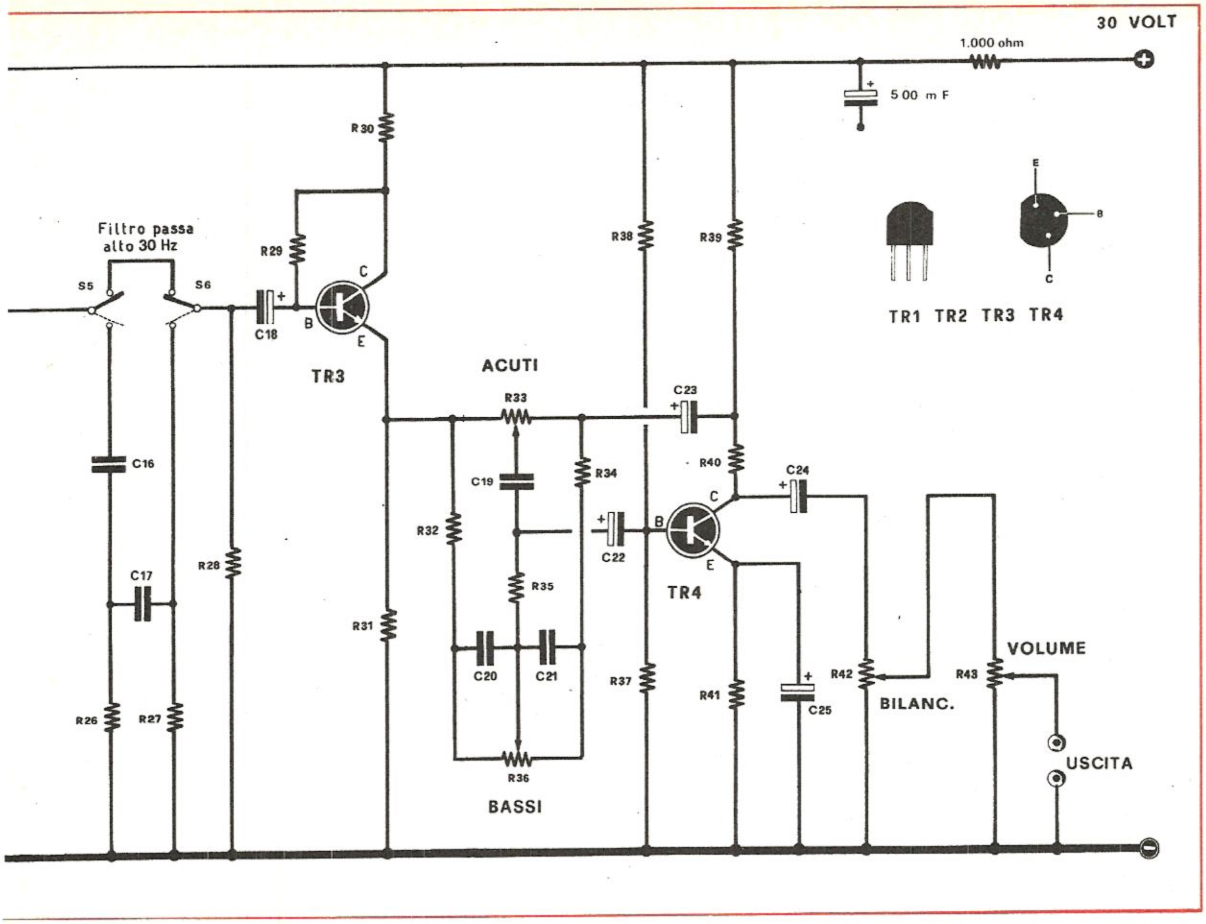
FILTRO PASSA ALTO = conosciuto anche con il nome di « RUMBLE » esso elimina tutti i rumori a bassissima frequenza, cioè al di sotto dei 20 hertz. Esso serve per evitare eventuali rimbombi causati da una difettosa installazione del giradischi, del magnetofono oppure da vibrazioni del pick-up non perfettamente molleggiato.

Se in pratica il controllo dei medi puó riuscire gradevole per esaltare i toni da noi preferiti, ricordiamo che i filtri di passa basso e di passa alto, se non c'è necessità, vanno normalmente esclusi, cioè portati nella posizione di riposo.

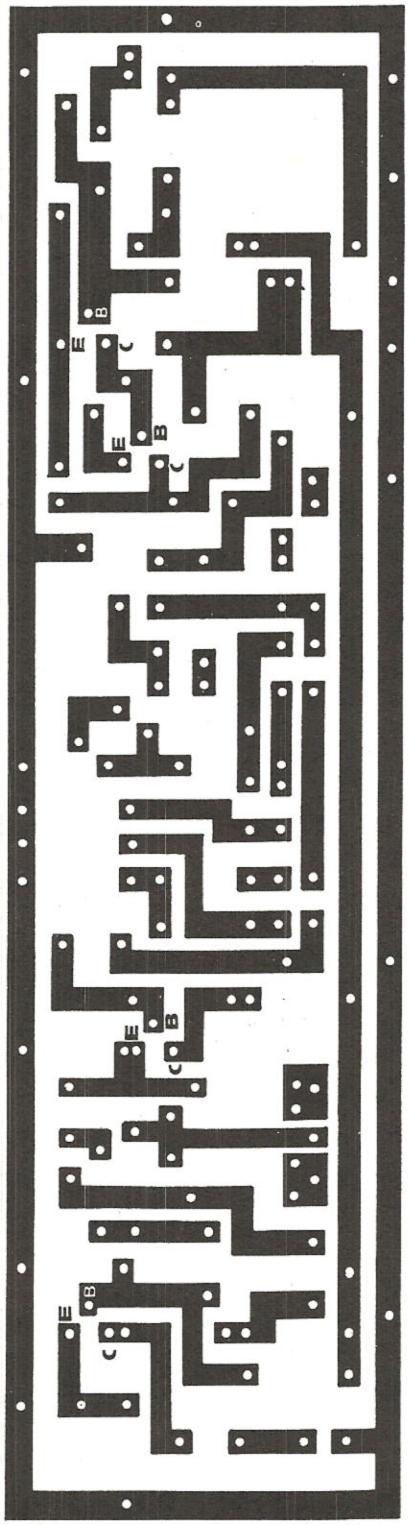
Questa tabella crediamo che sia, anche per i più esigenti, un ottimo biglietto da visita per il nostro preamplificatore perció abbandoniamo i cultori delle caratteristiche per passare ad una

Componenti

R1 = 47.000 ohm
R2 = 2.200 ohm
R3 = 47.000 ohm
R4 = 33.000 ohm
R5 = 150.000 ohm
R6 = 150.000 ohm
R7 = 120.000 ohm
R8 = 220 ohm
R9 = 47.000 ohm
R10 = 56.000 ohm
R11 = 10.000 ohm
R12 = 6.800 ohm
R13 = 180.000 ohm
R14 = 8.200 ohm
R15 = 3.900 ohm
R16 = 150 ohm
R17 = 1.000 ohm
R18 = 10.000 ohm
R19 = 150 ohm
R20 = 50.000 ohm potenz. logaritmico
R21 = 82.000 ohm
R22 = 10.000 ohm
R23 = 2.200 ohm
R24 = 2.200 ohm
R25 = 2.200 ohm



R26 = 47 000 ohm
R27 = 47.000 ohm
R28 = 10.000 ohm
R29 = 680.000 ohm
R30 = 5.600 ohm
R31 = 3.300 ohm
R32 = 3.300 ohm
R33 = 25.000 ohm potenz. logaritmico
R34 = 3.300 ohm
R35 = 3.300 ohm
R36 = 25.000 ohm potenz. logaritmico
R37 = 47.000 ohm
R38 = 180.000 ohm
R39 = 1.200 ohm
R40 = 2.700 ohm
R41 = 1.800 ohm
R42 = 25.000 ohm potenz. lineare
R43 = 25.000 ohm potenz. logarit.
C1 = 25 microF. 12 volt elettrol.
C2 = 100 microF. 30/40 volt elettrol.
C3 = 100 microF. 30/40 volt elettrol.
C4 = 100 microF. 30/40 volt elettrol.
C5 = 15.000 pf;
C6 = 33.000 pF.
C7 = 10.000 pF.
C8 = 100 microF. 30/40 volt elettrol.
C9 = 680 pF.
C10 = 1 microF. a carta
C11 = 220 pF.
C12 = 47.000 pF.
C13 = 3.300 pF.
C14 = 3.300 pF.
C15 = 10.000 pF.
C16 = 100.000 pF. a carta
C17 = 100.000 pF. a carta
C18 = 10 microF. 12 volt elettrol.
C19 = 10.000 pF.
C20 = 220.000 pF. a carta
C21 = 220.000 pF. a carta
C22 = 30 mF. elettrolitico 12 volt
C23 = 5 mF. elettrolitico 12 volt
C24 = 10 mF. elettrolitico 12 volt
C25 = 100 mF. elettrolitico 12 volt
TR1 = transistor al silicio tipo BC154 o BC281C
TR2 = transistor NPN al silicio tipo BC113
TR3 = transistor NPN al silicio tipo BC113
TR4 = transistor NPN al silicio tipo BC113
S1 = deviatore a levetta
S2 = commutatore a 4 posizioni 1 via
S3-S4 doppio deviatore a slitta
S5-S6 doppio deviatore a slitta
Alimentazione dai 27 ai 30 volt



dettagliata descrizione del funzionamento dell'apparecchio.

Osservando lo schema elettrico di fig. 1 si noterà come il preamplificatore sia dotato di due entrate che possono essere separatamente inserite nel circuito tramite il deviatore indicato con la sigla S1.

Di queste due la presa che si collega direttamente al deviatore serve per i segnali provenienti da un qualsiasi microfono oppure per quelli derivati direttamente dalla testina magnetica di un mangianastri o di un registratore, l'altra invece è provvista di un partitore composto dalle due resistenze R1 ed R2 e serve per inserire in ingresso i segnali provenienti da un tuner o da un pick-up di qualsiasi tipo.

Il primo stadio preamplificatore è costituito da un transistor al silicio PNP (precisamente un BC154 della SGS) che puó eventualmente anche essere sostituito da un BC281C.

La scelta di questo tipo di transistor PNP, che oltre a tutto non è molto comune, è stata motivata dal fatto che le nostre innumerevoli prove ce lo hanno indicato tra tutti quelli provati come l'unico in grado di ottenere quell'ottimo rapporto segnale/disturbo al quale siamo arrivati, consentendoci così di eliminare la maggior parte di quei fastidiosi fruscii o ronzii che si può dire non manchino mai nei preamplificatori, anche in quelli di ottima qualità.

Nel nostro progetto, grazie anche ai componenti che abbiamo utilizzato, questo inconveniente è stato invece completamente eliminato.

Il segnale, dal collettore di TR1, passa poi direttamente alla base del transistor TR2 che consiste questa volta in un NPN al silicio tipo BC113 sempre della SGS.

Tra il collettore di TR2 e l'emettitore di TR1 troviamo inseriti i filtri di equalizzazione che stabiliscono una controreazione selettiva sul preamplificatore in modo da compensare la curva di registrazione dei dischi e dei pick-up impiegati.

Questi filtri sono selezionati volta per volta dal commutatore S2 e vanno scelti in base al tipo di generatore di segnali applicato in entrata al preamplificatore.

Fig. 4 Il circuito stampato per una realizzazione completa di tutti i componenti necessari alla costruzione del nostro preamplificatore in versione mono è quello che risulta in figura.
Le dimensioni sono esattamente quelle del nostro prototipo quindi non dovete fare altro che riportarle integralmente, questo a meno ché non vogliate ottenere un complesso più piccolo per cui la figura vi potrà servire egregiamente da base di partenza per realizzarne uno secondo il vostro desiderio.

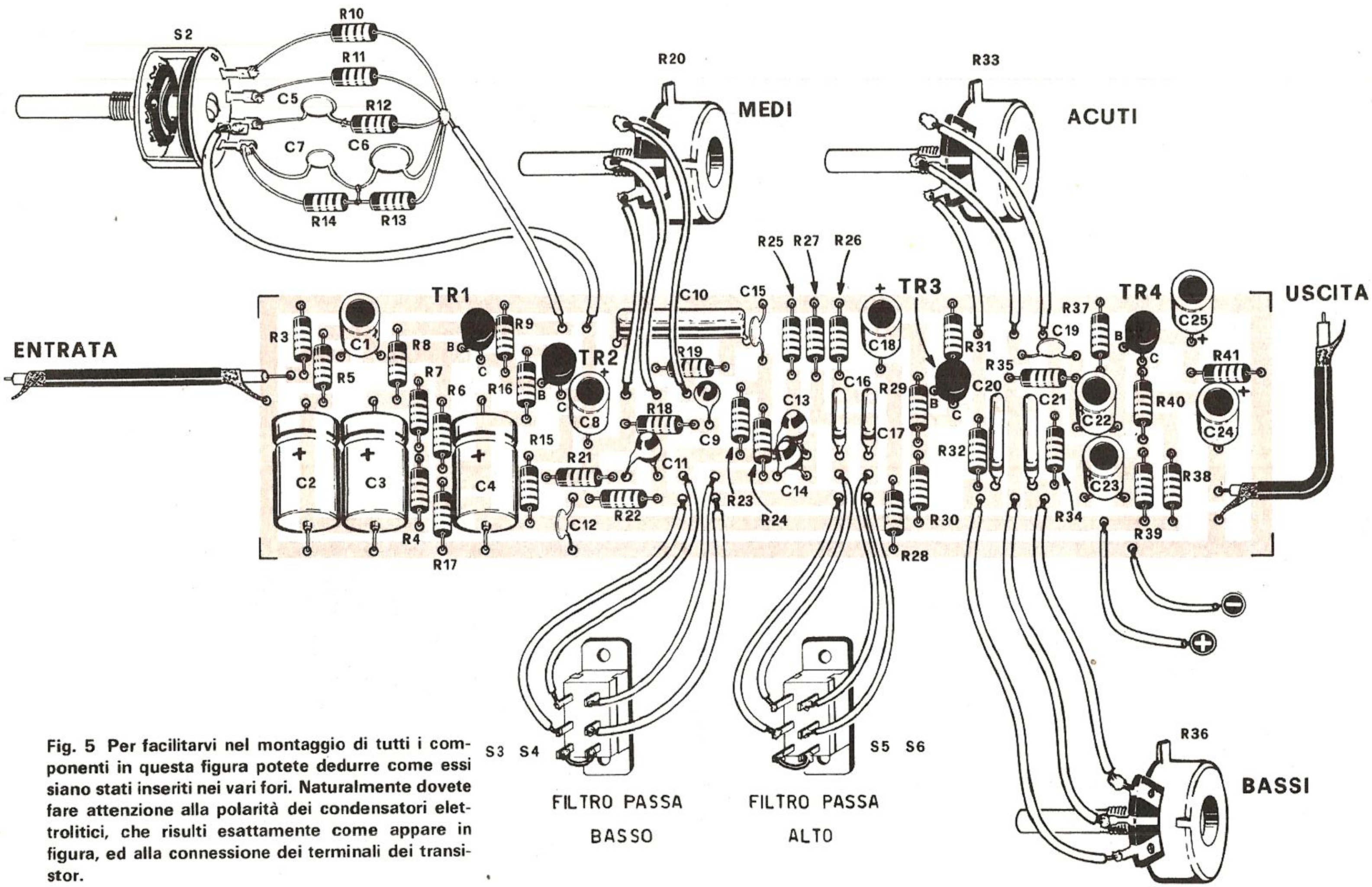


Fig. 5 Per facilitarvi nel montaggio di tutti i componenti in questa figura potete dedurre come essi siano stati inseriti nei vari fori. Naturalmente dovete fare attenzione alla polarità dei condensatori elettrolitici, che risulti esattamente come appare in figura, ed alla connessione dei terminali dei transistor.

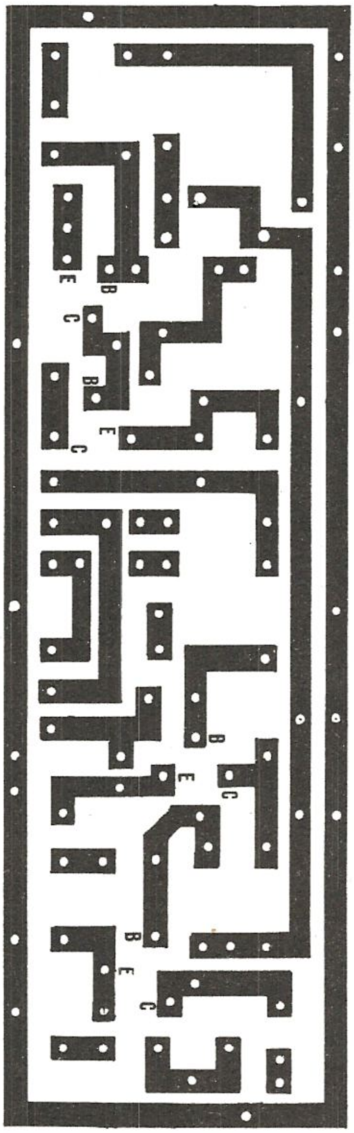


Fig. 6 Il circuito stampato che appare descritto in questa figura è quello riferito ad un montaggio nella seconda versione descritta nell'articolo. Nella scelta tra i due tipi di montaggio potete optare indifferentemente per ciascuno dei due a seconda del vostro gusto. Consigliamo peró questa versione se desiderate ottenere un complesso stereo. Anche questo circuito stampato è a vostra disposizione già inciso se non avete intenzione di autocostruirvelo.

La posizione del commutatore dipende quindi dal tipo di generatore per cui:
La posizione 1 verrà scelta quando in entrata sarà applicato un microfono.
La posizione 2 quando invece il segnale proverrà da un tuner o radio.
La posizione 3 sarà commutata se ci collegheremo con un mangianastri o registratore.
La posizione 4 servirà per tutti i tipi di pick-up.

Dal secondo transistor il segnale, tramite il condensatore elettrolitico C8, verrà quindi applicato al correttore fisiologico per il controllo dei toni medi, costituito dal potenziometro R20, ed infine passerà al primo filtro a doppio T « passa basso » ed al filtro a T « passa alto ».

Facciamo presente al lettore che i deviatori S3-S4 sono abbinati e così pure gli S5-S6 ed in pratica sono costituiti da un doppio deviatore a slitta, o levetta, che, commutati verso l'altro, escludono il filtro ed, al contrario, verso il basso, lo inseriscono.

Eventualmente questi filtri non dovessero interessare a qualcuno, si potranno tranquillamente eliminare collegando direttamente i due condensatori C11 e C18, praticamente come viene a trovarsi il circuito quando i deviatori sono spostati verso l'alto a guisa ponticello di cortocircuito.

Il terzo transistor che troviamo inserito nel nostro schema è ancora un NPN al silicio tipo BC113 e funziona da adattatore d'impedenza.

Sull'uscita di questo transistor vengono applicati i comandi dei toni acuti e dei toni bassi, del tipo BAXANDALL, e da questi, attraverso il condensatore C22, il segnale passerà alla base del quarto transistor, sempre in NPN del tipo BC113, la cui funzione è quella di amplificatore selettivo la cui banda di frequenza è determinata dalla posizione dei due potenziometri R33-R36.

Il segnale amplificato e prelevato attraverso il condensatore C24 verrà infine inserito ai capi del potenziometro R42, quello di « bilanciamento ».

Questo potenziometro puó anche essere omesso se l'amplificatore è di tipo MONO, ma risulta indispensabile per una versione STEREO, anzi addirittura in questo caso dovrà risultare del tipo doppio, come del resto ogni altro comando, ricordandosi inoltre che in fase di montaggio se nel preamplificatore che costituisce il canale destro (o sinistro) colleghiamo a massa il terminale destro, nell'altra sezione preamplificatrice si dovrà collegare a massa il terminale sinistro (o viceversa) in maniera che ruotando il perno del potenziometro suddetto da una parte si aumenta il volume in un canale e lo si diminuisce proporzionalmente nell'altro canale, e, ruotando invece in senso contrario si ottiene il risultato opposto.

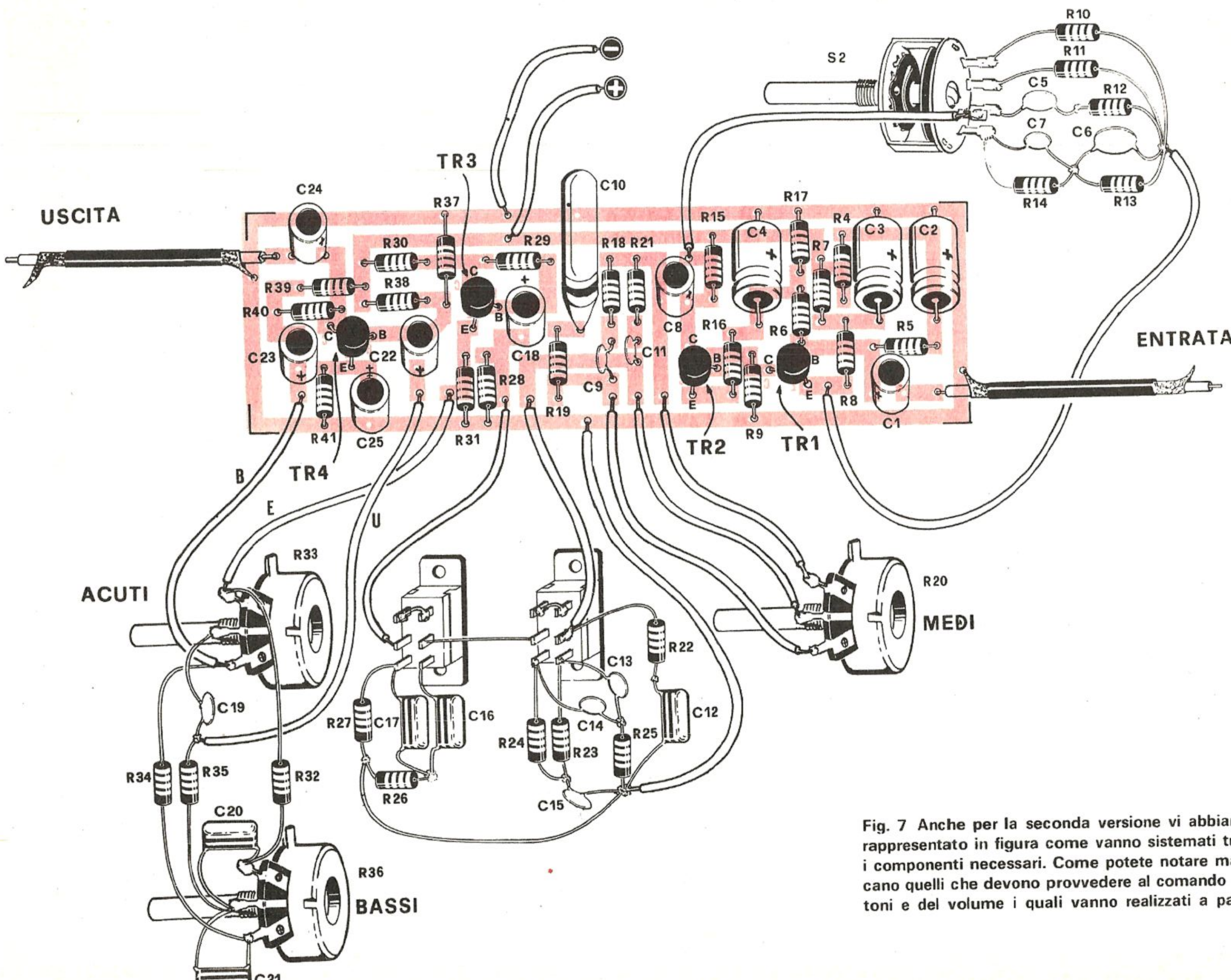
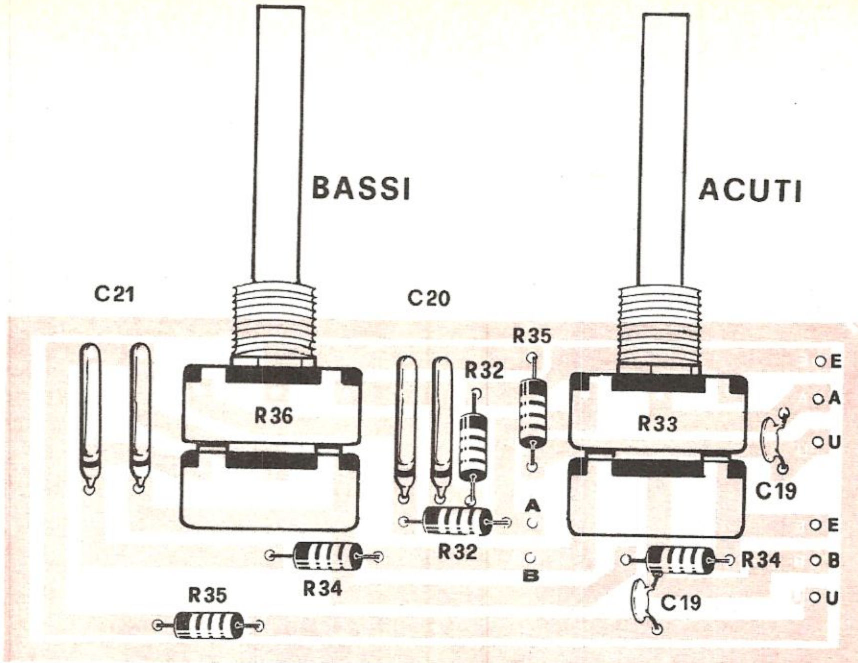


Fig. 7 Anche per la seconda versione vi abbiamo rappresentato in figura come vanno sistemati tutti i componenti necessari. Come potete notare mancano quelli che devono provvedere al comando dei toni e del volume i quali vanno realizzati a parte



Il bilanciamento dei due preamplificatori corrisponde in linea di massima alla posizione della manopola che corrisponde a metà corsa.

Al potenziometro di bilanciamento farà, come ultimo, seguito il potenziometro di volume vero e proprio che nello schema viene indicato dalla sigla R43.

Nella realizzazione del nostro preamplificatore abbiamo dovuto tenere presente un ultimo problema, quello che si riferisce alla tensione di alimentazione.

Infatti un preamplificatore di caratteristiche eccellenti come questo deve avere la possibilità di essere adattato a qualsiasi stadio finale di BF e poiché se ne prevede l'impiego in abbinamento con amplificatori dotati di potenze superiori ai 10 watt, considerando che tali amplificatori funzionano di solito con tensioni normalmente contenute tra i 25 e i 30 volt, abbiamo previsto per esso una alimentazione con una tensione media di 27-30 volt.

Quindi possiamo collegarlo direttamente a complessi che abbiano una tensione minima di 25 volt mentre desiderando abbinarlo con amplificatori che abbiano tensioni superiori ai 30 volt sarà sufficiente inserire una resistenza di caduta disaccoppiandola con un condensatore elettrolitico da 100 microfarad in modo da ottenere una tensione che si aggiri sui 30 volt.

REALIZZAZIONE PRATICA

Nella realizzazione pratica del nostro progetto, visto che esso puó interessare una folta schiera di amatori, abbiamo come solito sfruttato la tecnica dei circuiti stampati per poter avere, a

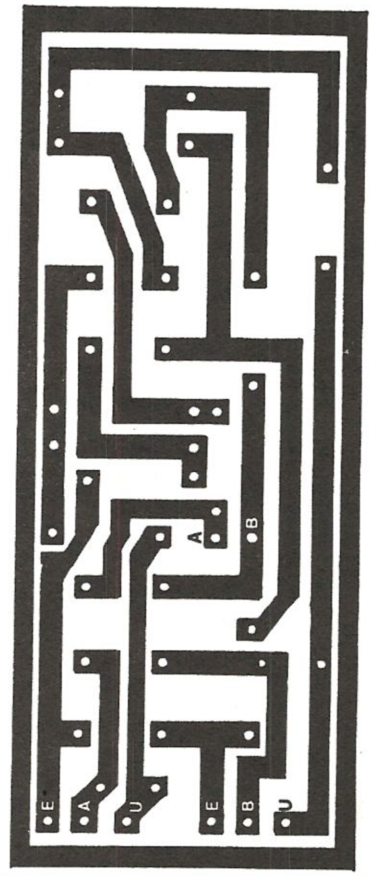


Fig. 3 Se non volete acquistare il circuito stampato già inciso potete ricopiare su una basetta per circuiti stampati il disegno che appare in figura.

costruzione ultimata, un progetto che non sfiguri accanto a quelli di tipo commerciale di prezzo ben più elevato.

Ovviamente il circuito stampato che noi abbiamo pregettato puó anche essere notevolmente miniaturizzato, collegando per esempio tutte le resistenze e i condensatori in posizione verticale, ma in considerazione che molti lettori non hanno eccessiva dimestichezza con i lavori troppo in piccolo (specialmente per quanto riguarda le saldature) con un agglomerato di componenti che, seppure vicinissimi, non devono tuttavia andare in contatto fra di loro abbiamo preferito abbondare nelle dimensioni collocando tutti i componenti orizzontalmente.

Fig. 2 Per effettuare un montaggio separato dei componenti che interessano la regolazione dei toni e del volume con il preamplificatore in versione stereo il disegno riportato in figura è proprio quello che ci vuole per voi. Se i potenziometri non saranno esattamente delle dimensioni richieste dal circuito stampato che vi proponiamo basterà che pieghiate i piedini degli stessi in modo da poterli agevolmente infilare nei fori contrassegnati.

A questa conclusione siamo giunti anche pensando che il mobile adatto per contenere tutti i circuiti, compresi gli stadi finali, puó essere realizzato di dimensioni adatte.

In ogni modo coloro che desiderassero un circuito più ridotto e compatto potranno autocostruirselo prendendo spunto dal nostro modello.

Inoltre, sempre per concedere altre possibilità di scelta, a differenza degli altri progetti finora presentati, ci siamo convinti a realizzare il nostro progetto in duplice versione di cui una prevede la realizzazione a parte del circuito stampato relativo ai comandi dei toni acuti e dei toni bassi per un montaggio stereo.

Comunque, non volendo complicare il progetto quando non c'è necessità, abbiamo progettato un ultimo circuito stampato che prevede l'inserimento di tutti i componenti necessari alla realizzazione, compresi i filtri passa basso e passa alto, i comandi di tono, ecc.

Al lettore la decisione sulla scelta, fra tutte le soluzioni prospettate, di quella che riterrà più idonea alle sue esigenze.

CIRCUITO STAMPATO COMPLETO

Inizieremo illustrandovi il montaggio con tutti i componenti su di un unico circuito stampato (esclusi i filtri di equalizzazione che verranno applicati direttamente sul commutatore S2) che abbiamo provveduto a riportarvi in fig. 2 a grandezza naturale che voi potrete riportare integralmente su di una basetta per circuiti stampati dal lato del rame.

In fig. 3 invece è visibile la disposizione di tutti i componenti come vanno inseriti nei rispettivi fori.

Come risulterà palese dal disegno del montaggio vogliamo farvi notare che come condensatori di accoppiamento abbiamo utilizzato degli elettrolitici giapponesi verticali in quanto occupano meno spazio di quelli orizzontali.

Logicamente, potete servirvi di componenti orizzontali a patto che provvediate ad inserirli verticalmente nel circuito stampato, acquistando naturalmente dei condensatori miniatura da 10/15 volt lavoro.

Questa precisazione puó anche sembrare superflua ma non raramente abbiamo potuto vedere in montaggi eseguiti da lettori degli elettrolitici da 8-10 microfarad 250 V/l e proprio da costoro ci erano piovute critiche in quanto le dimensioni di tali componenti non erano confacenti a quelle che apparivano dai disegni pratici.

Per questi lettori precisiamo inoltre che tutte le resistenze impiegate sono da 1/4 di watt e che resistenze a wattaggio maggiore non corrisponderanno ovviamente alle dimensioni riscontrabili nel nostro circuito, perció non vale la pena risparmiare poche centinaia di lire per avere alla fine un montaggio esteticamente imperfetto e confusionato.

Abbiamo anche provveduto a contraddistinguere bene i fori di prelievo dai quali partiranno i relativi collegamenti per i deviatori, i potenziometri ed i commutatori, come chiaramente appare dal disegno di fig. 3.

Possibilmente cercate di usare sempre del cavetto schermato per evitare eventuali ronzii ed a tale scopo procurate che le carcasse metalliche dei comandi (potenziometri, commutatori e deviatori) siano in collegamento con la massa.

In pratica poiché questi saranno fissati sul frontale di alluminio del mobile, sarà sufficiente che dal terminale di massa dell'alimentazione si diparta un filo che, collegato alla carcassa di un potenziometro, provvederà a mettere a massa tutto il frontale.

VERSIONE SECONDA

Nella seconda versione di montaggio del nostro preamplificatore sono invece stati esclusi dal circuito principale tutti i componenti relativi ai

filtri di passa basso e passa alto e quelli dei controlli di tono che risulteranno a parte.

In fig. 4 troviamo allora il disegno in scala naturale del circuito stampato del preamplificatore come noi l'abbiamo progettato per questa versione ed in fig. 5 lo stesso circuito completato di tutti i componenti di utilizzazione.

Come si nota dal disegno di montaggio pratico i filtri risultano collegati direttamente sui deviatori a slitta S3-S4 ed S5-S6 per cui, coloro che non sentissero la necessità della presenza degli stessi potranno semplicemente cortocircuitare sulla basetta di rame i due reofori che altrimenti andrebbero ai filtri suddetti.

Per il controllo dei toni partiranno da questa basetta tre cavetti schermati ed indicati con la sigla E-U-A che andranno a collegarsi rispettivamente sui terminali E-U-A della basetta completa dei potenziometri, come dalla fig. 6.

Questo per ció che riguarda una realizzazione mono; in una realizzazione stereo invece per il collegamento con il primo canale vale quanto detto finora, mentre per il secondo canale dovremo collegarci con i terminali E-U-B.

Analizzando questi terminali troveremo che il punto E è quello che indica il segnale d'entrata ai comandi di tono, segnale che viene prelevato dalla resistenza R31 situata sull'emettitore di TR3, il punto U è quello relativo al terminale d'uscita dagli stessi comandi di tono, ed è collegato al condensatore elettrolitico C22 che trasferisce il segnale sulla base del transistor TR4, mentre il terminale A per un canale, ed il B per l'altro canale, è quello che si collega al condensatore elettrolitico C23 inserito tra le resistenze R39-R40.

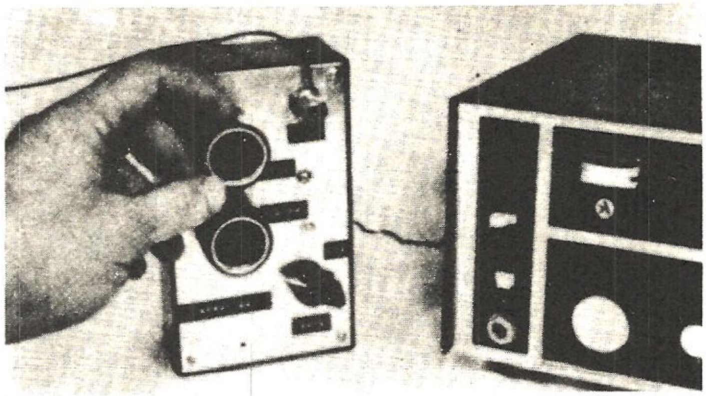
Terminata la realizzazione dello stadio preamplificatore possiamo passare alla parte relativa ai comandi di tonalità, per la versione stereo, il cui schema di montaggio è visibile in fig. 7.

Per quanto riguardano le dimensioni dei potenziometri da impiegare, poiché questi componenti di tipo adatto per circuiti stampati non sono facilmente reperibili, abbiamo provveduto ad utilizzarne di tipi standard, cioè dei comunissimi potenziometri in quanto con essi è possibile adattare il nostro circuito ad altri componenti diversi da quelli da noi usati semplicemente con un leggero spostamento dei terminali.

Se le dimensioni poi dovessero risultare sproporzionate in maniera troppo evidente potete sempre preparare un nuovo circuito stampato prendendo sempre come base il nostro disegno ed apportandovi modifiche dimensionali per adattarlo ai componenti in vostro possesso.

Anche in questo caso la massa del circuito va collegata alla carcassa dei potenziometri per evitare i soliti ronzii.

Per agevolare nella loro realizzazione i lettori interessati alla costruzione del nostro progetto noi abbiamo fatto preparare dalla ditta EURO-KIT di via Tagliamento n. 2 i circuiti stampati presentati nell'articolo e ad essa potete rivolgervi anche per avere il materiale non reperibile presso il vostro abituale fornitore.



GENERATORE di BF. a FREQUENZA FISSA

Coloro che intendessero cimentarsi in un montaggio sperimentale che impieghi esclusivamente, come componenti base, dei fet, possono cominciare con questo oscillatore di BF a frequenza fissa che potrà, come spiegheremo nell'articolo, essere modificato in maniera da ottenere in uscita un certo numero di frequenze fisse semplicemente variando il valore dei componenti i circuiti di filtro R/C.

Nella nostra descrizione inizieremo presentandovi il circuito che genera la frequenza fissa, con onda di tipo sinusoidale, che puó aggirarsi, a seconda delle tolleranze di costruzione degli elementi impiegati, su valori varianti dai 400 ai 500 hertz.

Lo schema elettrico visibile in fig. 1 ci informa come per questa realizzazione siano necessari tre fet dei quali il primo viene impiegato come oscillatore a resistenza capacità, con una frequenza di oscillazione che viene determinata dai valori delle resistenze R1-R2-R3 e dai condensatori C1-C2-C3.

Qualora desideraste ottenere delle frequenze diverse dovete modificare il valore di questi componenti rammentando che essi debbono sempre mantenere la loro caratteristica di uguaglianza per cui se, ad esempio, al posto di C1 inserirete un condensatore da 33 pF anche C2-C3 dovranno avere lo stesso valore e, così pure dicasi per le resistenze, per le quali ad un valore di R1, per esempio di 470.000 ohm, deve corrispondere un analogo valore di R2-R3.

Il segnale presente sul drain del primo fet viene quindi inserito ai capi del potenziometro R7 dal cui cursore esso verrà prelevato per essere applicato alla base del secondo fet che provvederà ad una prima amplificazione.

La funzione di questo potenziometro, che troviamo interposto tra i due primi fet, è quella di linearizzare la forma dell'onda ed anche, se pur in misura minima, per comandarne l'ampiezza.

Da questo secondo fet il segnale passerà quindi, per una definitiva amplificazione, al terzo ed ultimo fet, sul sourge del quale troveremo inserito, tra l'altro, un potenziometro che servirà come controllo di volume.

Dal drain di FT3 viene pure prelevata una parte del segnale che, tramite la resistenza R4, andrà ad essere applicato al condensatore C1.

Lo schema, del cui funzionamento abbiamo finora parlato, puó anche essere semplificato al massimo eliminando tutta la parte amplificatrice, vale a dire quella inerente agli ultimi due fet, ma in questo caso occorrerà che il condensatore C1

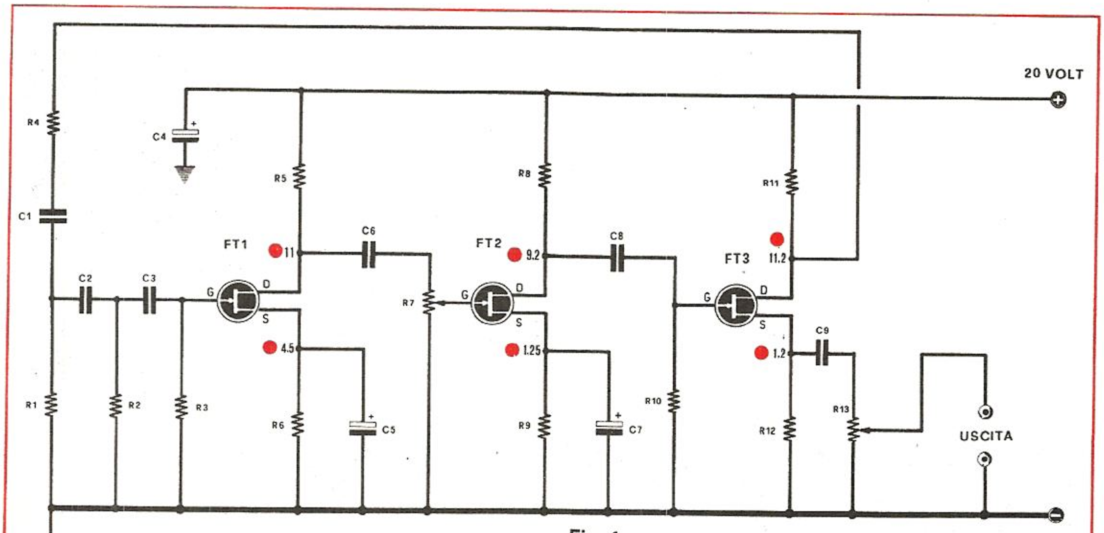


Fig. 1

risulti direttamente collegato al drain del primo fet, FT1, che poi sarà anche l'unico impiegato nel circuito.

Questa semplificazione al minimo puó risultare utilissima quando si abbia la necessità di avere a disposizione un segnale di intensità modesta, nel caso per esempio in cui esso debba essere amplificato da un qualsiasi amplificatore e dove la percentuale di distorsione non sia un fattore determinante.

Dopo questa digressione torniamo ora al nostro schema di principio a tre fet: se possedete, o che solo potete utilizzare, un oscillografo, potete ottenere un onda perfettamente sinusoidale, completamente priva di qualsiasi forma di distorsione, ritoccando eventualmente i valori delle resistenze presenti sul drain dei due fet FT2 ed FT3, questo nel caso non fosse possibile ottenere detta condizione con la sola regolazione del potenziometro R7.

Questa modifica non dovrebbe riuscire necessaria, ma è d'uopo rammentare che ci saranno anche di quei lettori i quali, non trovando i fet da noi consigliati nell'elenco componenti e desiderando sperimentare questo modello di oscillatore, non esiteranno ad impiegarne dei tipi diversi che naturalmente avranno anche caratteristiche, se pur anche solo leggermente, diverse.

Ed in questo caso risulta particolarmente utile un controllo con un oscillograto che, molto meglio del nostro orecchio, potrà evidenziarci quelle distorsioni d'onda che mai senza di esso potremmo constatare.

Perciò, specialmente nel caso che ci volessimo

Componenti

R1 = 1 Megaohm
R2 = 1 Megaohm
R3 = 1 Megaohm
R4 = 47.000 ohm
R5 = 82.000 ohm
R6 = 39.000 ohm
R7 = 1 Megaohm potenz.
R8 = 18.000 ohm
R9 = 2.200 ohm
R10 = 1 Megaohm
R11 = 39.000 ohm
R12 = 39.000 ohm
R13 = 1 Megaohm
C1 = 100 pF
C2 = 100 pF
C3 = 100 pF
C4 = 50 microF. 25 volt elettrol.
C5 = 25 microF. 25 volt elettrol.
C6 = 100.000 pF
C7 = 25 microF. 25 volt elettrol.
C8 = 100.000 pf
C9 = 100.000 pF
FT1 = transistor fet tipo
FT2 = transistor fet tipo } **2N 3819**
FT3 transistor fet tipo

Fig. 2 Se invece di una sola frequenza desiderate avere la possibilità di scegliere tra 4 o cinque frequenze diverse potete raggiungere lo scopo inserendo in ingresso un circuito formato da diverse cellule R/C (il numero delle frequenze desiderate) commutabili attraverso un commutatore doppio che abbiamo siglato S1-S2.
I valori delle resistenze e delle capacità vanno scelti sperimentalmente in considerazione delle frequenze che si vogliono ottenere.

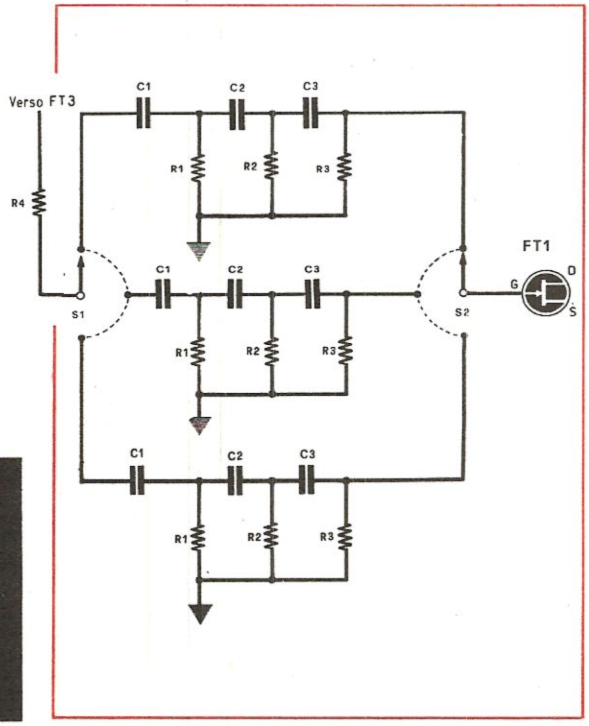
servire del nostro generatore come oscillatore campione per il controllo della linearità di amplificatori Hi-Fi, sarà logico, prima di ogni altra cosa, accertarsi della perfezione dell'onda generata dall'oscillatore ed adoprarsi affinché in essa non siano presenti deformazioni di sorta.

Abbiamo accennato alla possibilità di variare la frequenza generata dall'oscillatore in modo da adattarla a quella che risulterà secondo il nostro giudizio più idonea alle nostre necessità. Diremo subito che per abbassare la frequenza è sufficiente aumentare la capacità dei condensatori impiegati per C1-C2-C3 mentre per aumentarla basterà scegliere per R1-R2-R3 delle resistenze di valore superiore a quello preso come campione.

Nel caso quindi che si volesse poter disporre di quattro o cinque frequenze campione si potrà sempre modificare il circuito d'entrata nel modo visibile in fig. 2 nella quale si nota l'inserimento di tre o quattro cellule R/C tramite un doppio deviatore.

Il valore delle resistenze R1-R2-R3 e dei condensatori C1-C2-C3 andranno scelti poi sperimentalmente a seconda della frequenza voluta ed in considerazione di quanto annunciato prima circa la maniera migliore per aumentare o diminuire detta frequenza.

Nella necessità di poter usufruire di frequenze ben precise, come risulta nel caso vogliate utilizzare il nostro schema nella realizzazione di un organo elettronico, sarà opportuno sostituire le tre resistenze sunnominate R1-R2-R3 con degli altrettanti trimmer in maniera di avere la possibilità di regolare con estrema precisione ogni frequenza ottenuta.



Questo sistema puó certamente anche risultare antieconomico specialmente nel caso che si debba realizzare un oscillatore capace di un certo numero di tonalità: per evitare questo inconveniente noi consigliamo di utilizzare dei trimmer solamente in fase di taratura.

Dopo aver tarato perfettamente il circuito per una certa frequenza si provvederà a misurare con un ohmetro il valore corrispondente alla posizione assunta per i trimmer nella frequenza cercata, quindi ad essi sostituire delle resistenze di uguale valore

L'operazione va quindi ripetuta su quanti circuiti, per frequenze diverse, si desiderano impiegare. Questo procedimento si rivela il più opportuno specialmente nel caso precipuo si voglia realizzare appunto uno strumento musicale oppure in tutti quegli altri casi nei quali non comporta un inconveniente sostanziale una frequenza in uscita che invece di essere esattamente, per esempio, di 500 hertz, risulti 490 oppure 510 hertz.

Per l'alimentazione di tutto l'oscillatore potete provvedere con due pile da 9 volt poste in serie in maniera da ottenere una tensione totale di 18 volt, comunque possiamo aggiungere, come abbiamo appurato in pratica, che anche con una tensione inferiore a quella indicata l'oscillatore funziona lo stesso.

REALIZZAZIONE PRATICA

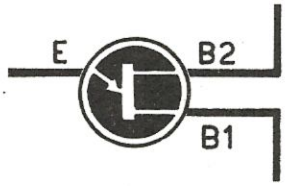
Per quanto riguarda la realizzazione pratica dell'oscillatore non abbiamo molto da dire in quanto in pratica il lettore sceglierà, a seconda delle sue esigenze d'impiego, il sistema che egli riterrà più confacente allo scopo.

A titolo di esempio noi proponiamo di realizzare il tutto su di una basetta perforata di materia plastica oppure su di un telaietto metallico usando, in questo caso, come punti d'appoggio delle piccole basette portaterminali.

Non comprendendo il circuito delle parti critiche non risultano necessarie particolari precauzioni, a prescindere da quella di collegare a massa le carcasse dei potenziometri e dell'eventuale commutatore per il cambio delle frequenze.

Per agevolare una vostra eventuale realizzazione abbiamo anche provveduto ad indicare sullo schema elettrico le principali tensioni riscontrate nel prototipo che abbiamo costruito nel nostro laboratorio.

un TRANSISTOR



Benché questo particolare transistor abbia una data di nascita addirittura antecedente a quella degli altri più comuni semiconduttori purtuttavia, esso non ha mai avuto larga diffusione in campo radiantistico in quanto di applicazione, allora, molto limitata. Ma inattendibili risultati ottenuti tramite il suo inserimento in particolari circuiti hanno provveduto ad una sua piena riabilitazione per cui se ne rende necessario un attento studio.

Se quando vogliamo trattare di qualche componente elettronico ci attenessimo strettamente alla data di nascita dello stesso, molto probabilmente non ci saremmo occupati del transistor unigiunzione le cui prime applicazioni datano addirittura antecedentemente la scoperta e l'impiego dei normali transistor.

Cosa è allora che ci ha spinto, tanto per dire, a rispolverare questo semiconduttore che non è certo l'ultimo grido della tecnologia moderna, e proprio noi che cerchiamo sempre di mantenerci al passo con le tecniche più avanzate nel campo dell'elettronica applicata!

La spiegazione, di ció che potrebbe sembrare anche una contraddizione, sta nel fatto che il transistor unigiunzione essendo stato, in passato, considerato utile solamente per particolari impieghi non è molto conosciuto dagli sperimentatori.

Visto peró che noi siamo intenzionati a sfruttarne le caratteristiche in futuri montaggi, ci siamo sentiti in dovere di proporlo alla vostra conoscenza in modo che, potendolo avere fra le mani, non stiate a sottovalutarlo ma piuttosto sappiate impiegarlo nella maniera più producente. Fino a qualche tempo fà il suo impiego era stato limitato ad alcune applicazioni, ma ultimamente si è scoperta una infinita gamma di possibilità in cui questo transistor si rivela utilissimo.

Con esso infatti si possono realizzare oscillatori sinusoidali di grande stabilità, circuiti di temporizzazione, generatori di impulsi di forme diverse, multivibratori, convertitori analogico-digitali, divisori di frequenza, ecc., tutte funzioni che lo

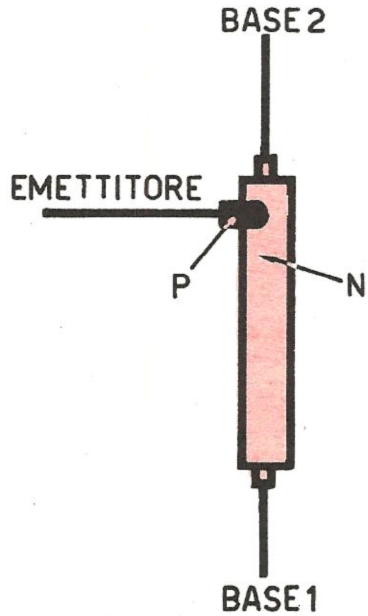


Fig. 1 Costruttivamente il transistor si presenta come una sbarretta di materiale N nella quale è stato immessa una giunzione P. I capi della sbarretta N portano due reofori che corrispondono alle due basi mentre la giunzione P è in collegamento con il terminale che corrisponde all'emettitore.

chiamato UNIGIUNZIONE

rendono estremamente interessante anche perché, a differenza dei normali transistor, presenta la caratteristica di risultare insensibile alla temperatura e quindi non risente di quegli inconvenienti che sono riscontrabili nei semiconduttori in genere.

In ogni modo ci riserviamo di descrivervi le applicazioni più singolari ed importanti, come facciamo « more solito », con esempi di impiego pratico in circuiti elettronici del transistor unigiunzione.

Sarà peró opportuno, anche per averne una idea più aderente alla realtà, fare una breve disserzione sull'intima composizione di questi semiconduttori che, come aspetto esteriore, possono benissimo venir scambiati per normali transistor.

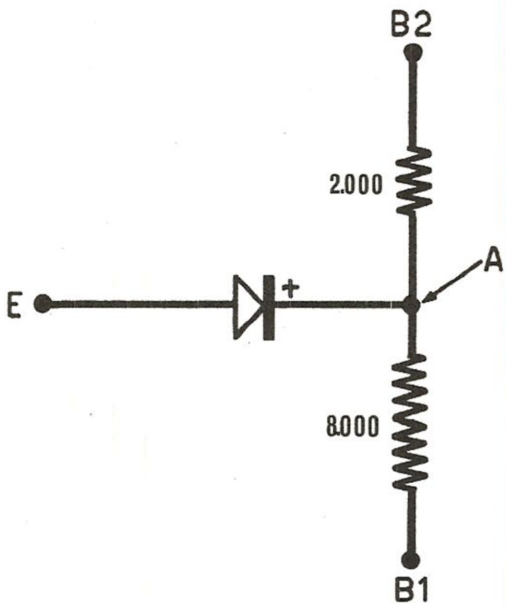


Fig. 2 Funzionalmente il transistor unigiunzione è rapportabile ad un diodo sul cui catodo (polo positivo) è inserito un partitore composto da due resistenze di valore diverso. Il punto A corrisponde al punto in cui è inserita la giunzione P ed il valore delle due resistenze corrisponde al valore resistivo esistente, in condizioni normali, tra detto punto ed i capi della sbarretta. Il valore diverso è dato dal fatto che la giunzione P non è al centro della sbarretta N

COSTITUZIONE DEL TRANSISTOR UNIGIUNZIONE

Costruttivamente esso consta in una sbarretta di silicio tipo « N », munita agli estremi di due terminali, e di una piccola zona di materiale « P » che si trova bensì posta tra gli estremi della sbarretta, ma asimmetricamente rispetto al centro, cioè più vicina ad una estremità.

La fig. 1 servirà a darvi una idea più precisa di quanto abbiamo affermato; nella stessa figura inoltre troverete anche le singole denominazioni dei terminali di utilizzazione che sono rispettivamente chiamati: EMETTITORE (che è il terminale corrispondente alla giunzione « P »), BASE 1 (che risulterà sempre collegata al polo NEGATIVO di alimentazione) e BASE 2 (che sarà invece sempre in collegamento col polo POSITIVO della tensione di alimentazione).

Il fattore principale che caratterizza il funzionamento di un transistor unigiunzione è insito nella resistività presentata dalla sbarretta (resistenza puramente ohmica quindi di valore variante a secondo del punto in cui viene misurata) che collega le due basi.

Questa resistenza, a seconda del tipo di transistor, varia da un massimo di poco oltre i 10.000.

Considerando che la giunzione si trova sempre posta più vicino alla base B2 ne conseguirà che la resistenza ohmica esistente tra l'emettitore e la base B2 sarà sempre inferiore a quella che troviamo tra lo stesso emettitore e la base B1.

Ammettendo per esempio che tra le due basi esista una resistenza totale di 10.000 ohm, avremo, tanto per chiarire il concetto, tra il punto A (che rappresenta il punto di collegamento con l'emettitore) e la base B2, 2000 ohm ed i restanti 8000 ohm si troveranno tra lo stesso punto A e la base B1. In fig. 2 vi abbiamo rappresentato questa analogia.

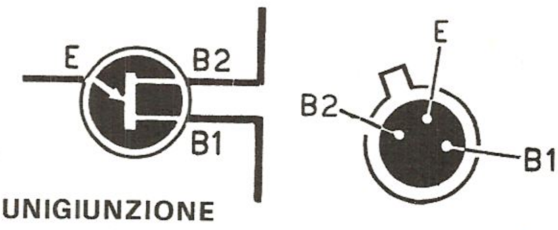


Fig. 3 Tra fet e transistor normale il simbolo dell'unigiunzione si avvicina senza dubbio molto di più a quello del primo componente al quale praticamente è identico, se escludiamo il fatto che il terminale dell'emettitore nell'unigiunzione risulta fortemente inclinato. Anche i terminali di collegamento sono in numero di 3, come per la maggior parte dei transistor, solo che ne varia la disposizione e la denominazione.

RAPPRESENTAZIONE GRAFICA DEL TRANSISTOR UNIGIUNZIONE

Affinché il lettore sappia distinguere, leggendo un circuito elettrico, un transistor unigiunzione da un transistor normale o da un transistor ad effetto di campo (fet) in fig. 3 vi abbiamo riportato la rappresentazione grafica di questi tre componenti

Come potete constatare il simbolo del transistor unigiunzione assomiglia in modo straordinario non tanto a quello di un transistor normale quanto a quello di un fet dal quale si differenzia solamente per la disposizione del terminale « EMETTITORE » che mentre nel fet, dove si chiama DRAIN, risulta perfettamente orizzontale, rispetto ai due piedini di gate e di sourge, nell'unigiunzione viene invece riportato chiaramente inclinato.

Con questo mezzo le ditte costruttrici e le riviste tecniche più quotate hanno provveduto alla necessità di fugare ogni possibile dubbio o confusione.

Nella stessa figura abbiamo anche provveduto a distinguere i vari terminali che, come abbiamo anticipato, vengono rispettivamente chiamati EMETTITORE - BASE 1 - BASE 2.

Nella stessa figura vi abbiamo anche riportato in disegno la effettiva disposizione dei terminali come si trovano nello zoccolo di un transistor unigiunzione.

Come potete constatare tale disposizione non si discosta molto da quella che si rileva nei normali transistor.

E SE NON POSSEDETE UN TRANSISTOR UNIGIUNZIONE

Anche coloro che hanno scarsa dimestichezza con i circuiti elettronici sanno che non è praticamente possibile sostituire, in uno schema, un transistor con un fet, a causa delle diverse caratteristiche che distinguono inequivocabilmente i due componenti.

Un transistor unigiunzione puó essere invece sostituito da un circuito comprendente due transistor; questa precisazione puó essere di utilità per tutti coloro che, volendo realizzare un montaggio che prevede l'uso di un unigiunzione, non riescono a trovare tale componente nei negozi della loro città.

Certo che il sistema che noi indicheremo non è certamente il più economico in quanto per un transistor unigiunzione ne occorrono due classici, di cui uno di tipo NPN ed uno PNP, con l'aggiunta di due resistenze il cui valore va ricercato speri-

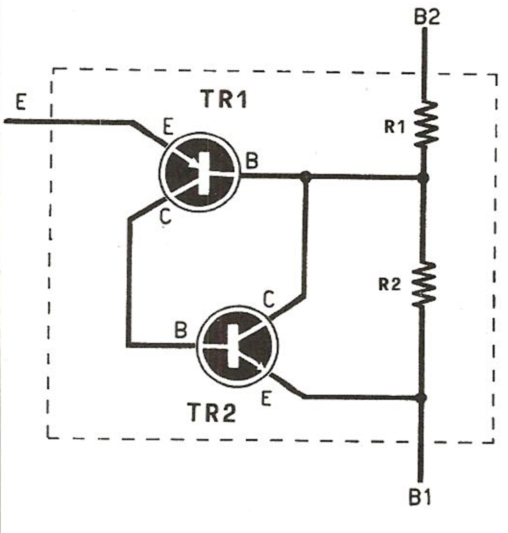
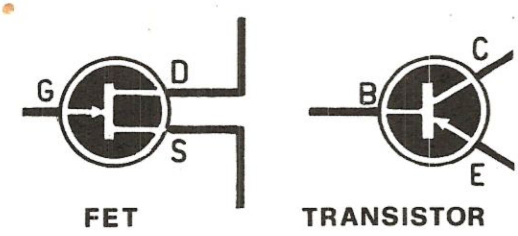


Fig. 4 Il transistor unigiunzione puó essere indifferentemente sostituito da un circuito formato da due normali transistor al silicio; NPN e PNP, tipo per esempio un BC107 e un BC177, e da due resistenze perfettamente uguali. Come abbiamo spiegato nell'articolo, il valore di R1 ed R2 andrà scelto sperimentalmente in una gamma compresa tra i 470.000 ohm e 1,5 Megaohm.



mentalmente a seconda dei transistor impiegati. Il circuito di fig. 4 è riferito al caso in cui i due transistor impiegati siano dei componenti al silicio che vanno collegati come in disegno.

Con questi componenti le due resistenze necessarie devono avere uguale valore che, come detto prima, va scelto in dipendenza dei transistor e puó essere di 470.000 ohm oppure di 680.000-820.000 ohm ed anche di 1-1,5 Megaohm, controllando per quale valore il complesso funziona nella maniera migliore.

Oltre che componenti al silicio se ne possono

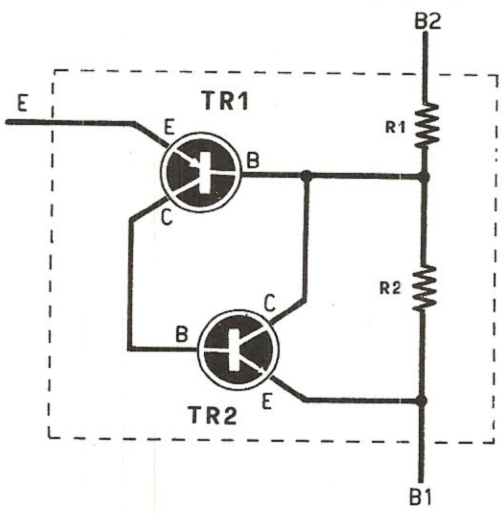


Fig. 5 Se invece di transistor al silicio ne volete usare due al germanio, ad esempio un NPN tipo AC127 ed un PNP AC132, potete usare lo stesso circuito precedente, curando solamente che le resistenze siano una il doppio dell'altra. In questo caso specifico se la resistenza R2 è di 1,5 Mega, ohm R1 dovrà avere un valore di 820.000 ohm.

usare anche al germanio, solo che in questo particolare caso le due resistenze non devono essere uguali, ma una doppia dell'altra, fatto questo visibile in fig. 5.

Questa figura mostra un montaggio, che ha la stessa funzione dell'unigiunzione, che praticamente è uguale al precedente e da esso si discosta solamente per il diverso valore dei componenti.

In esso infatti si osserva l'impiego di due transistor al germanio, ed esattamente un AC132 (PNP) ed un AC127 (NPN), con due resistenze di cui una ha un valore di 820.000 ohm e l'altra di 1,5 Megaohm, praticamente doppio di quello della precedente resistenza, come avevamo anticipato.

FUNZIONAMENTO DEL TRANSISTOR UNIGIUNZIONE

In assenza di corrente di emettitore la sbarretta di silicio si comporterà come un semplice partitore di tensione della quale una piccola frazione appare anche sull'emettitore.

Questa piccola parte di tensione, riferendoci sempre alla figura 2, sarà nettamente inferiore a quella esistente ai capi della resistenza della base B1, quindi l'emettitore risulterà polarizzato in senso inverso e su di esso troveremo solamente una debolissima corrente, la corrente di fuga (di valore compreso tra il nanoampere fino ad un massimo di pochi microampere), proprio come se ci trovassimo di fronte ad un diodo al silicio polarizzato in senso inverso con una impedenza d'ingresso dell'ordine di parecchi Megaohm.

Se noi proviamo ad aumentare gradatamente la tensione di emettitore, giungeremo ad un punto in cui detta tensione diventerà superiore a quella esistente ai capi della base B1 e l'emettitore risulterà polarizzato direttamente.

Da questo istante assisteremo ad un fenomeno particolare di reazione concatenata: noteremo infatti un aumento della conducibilità della sbarretta di silicio, una diminuzione della sua resistività quindi, col risultato di un aumento della corrente di emettitore.

Quest'accrescimento di corrente comporta un ulteriore aumento della conducibilità della sbarretta fino a che la giunzione entra in saturazione ed il fenomeno di diminuzione della resistività termina; il transistor unigiunzione diventa allora simile ad un diodo a bassa impedenza dinamica.

Il parametro che caratterizza un transistor unigiunzione è il rapporto intrinseco che unisce la tensione di picco alla quale prende inizio il feno-

meno di resistenza negativa, e le tensioni interbasi d'alimentazione della sbarretta di silicio ed a questo punto risulterà utile uno sguardo al diagramma di fig. 6.

Questo rapporto dipende solamente dalla geometria costruttiva propria del transistor ed è poco influenzabile tanto dalla tensione di alimentazione che da variazioni di temperatura per cui, pur con una leggerissima compensazione, si puó giungere ad una stabilizzazione di questo rapporto sull'ordine dello 0,001%/°C.

Possiamo ora dare una piccola scorsa sui principali valori di funzionamento del transistor unigiunzione, valori che dipendono da particolarità costruttive di cui non parleremo preferendo restare sulle generali.

Corrente modulata interbase: corrente della base B2 in zona di saturazione: sta ad indicare il guadagno effettivo in corrente tra emettitore e base B2.

Corrente di picco: corrente minima d'emettitore per provocare lo smorzamento del transistor.

Corrente inversa d'emettitore: corrente misurata applicando una tensione inversa tra l'emettitore e la base B2, mantenendo libera la base B1. Questa corrente varia con la temperatura.

Corrente di valle: corrente d'emettitore al limite tra la zona di resistenza negativa e quella di saturazione.

Rapporto di tensione intrinseca: Il parametro più importante di un transistor unigiunzione e che ne delinea le qualità. Esso è determinato dalle caratteristiche geometriche del transistor ed è praticamente indipendente sia dalla tensione d'alimentazione che dalla temperatura.

Resistenza di base RB1 e RB2: resistenza della sbarretta compresa tra l'emettitore e la base B1 (per RB1) e la base B2 (per RB2).

Tensione di diffusione d'emettitore: tensione equivalente d'emettitore con valore, a 25° C, di circa 0,7 volt e dipende dalla temperatura in ragione di una diminuzione di 3 mV per ogni grado centigrado in più.

Tensione di picco: tensione d'emettitore alla quale si smorza il fenomeno della resistenza negativa. Detta tensione diminuisce al crescere della temperatura, con la stessa percentuale della tensione di diffusione, ma questa variazione puó essere compensata con una resistenza di piccolo valore inserita in serie alla base B2.

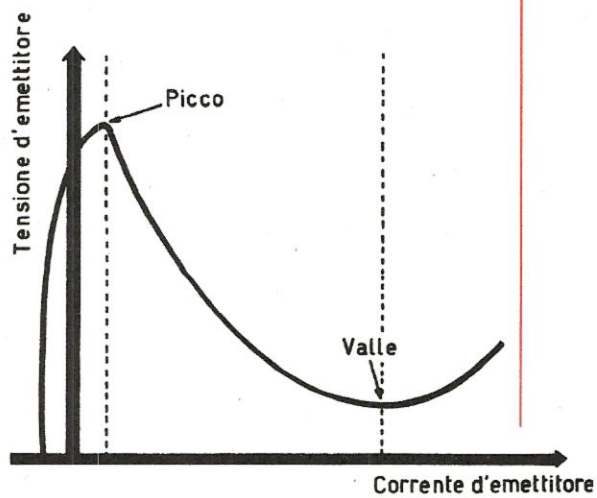


Fig. 6 I parametri di utilizzazione dei transistor unigiunzione sono quelli che appaiono nel grafico di figura e dipendono dalle caratteristiche costruttive del particolare semiconduttore considerato. La tensione di picco è quella che mette in conduzione il transistor che continua a condurre fino a che la tensione cade al punto di valle, punto nel quale esso va in interdizione.

Fig. 8 Componenti

R1 = 680 ohm
R2 = 1.000 ohm
R3 = 1.500 ohm
R4 = 3.900 ohm
R5 = 5.000 ohm potenz.
C1 = 1.000 pF
C2 = 100.000 pF
DS1 = diodo al silicio tipo 1N4154
DZ1 = diodo Zener da 5,6 volt
TU1 = transistor unigiunzione tipo 2N2446
TR1 = transistor NPN al silicio tipo BC BC177
TR2 = transistor PNP al silicio tipo
Alimentazione doppia a - 24 volt e -10 volt

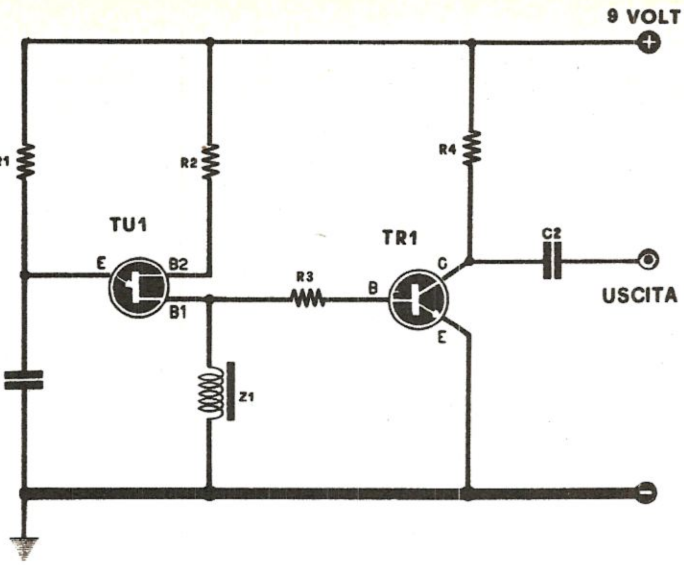


Fig. 7 Componenti

R1 = 10.000 ohm
R2 = 470 ohm
R3 = 220 ohm
R4 = 220 ohm
C1 = 100.000 pF
C2 = 100.000 pF
TU1 = Transistor unigiunzione tipo 2N2646
TR1 = Transistor PNP tipo BC177
Z1 = Impedenza da 500 millihenry
Alimentazione a 9 volt

SISTEMI DI UTILIZZAZIONE DEL TRANSISTOR UNIGIUNZIONE

Cercheremo ora di trattare i vari metodi d'impiego di questo particolare transistor e vi produrremo gli esempi dei circuiti più adatti a farlo funzionare nella condizione più favorevole per ottenere i risultati migliori.

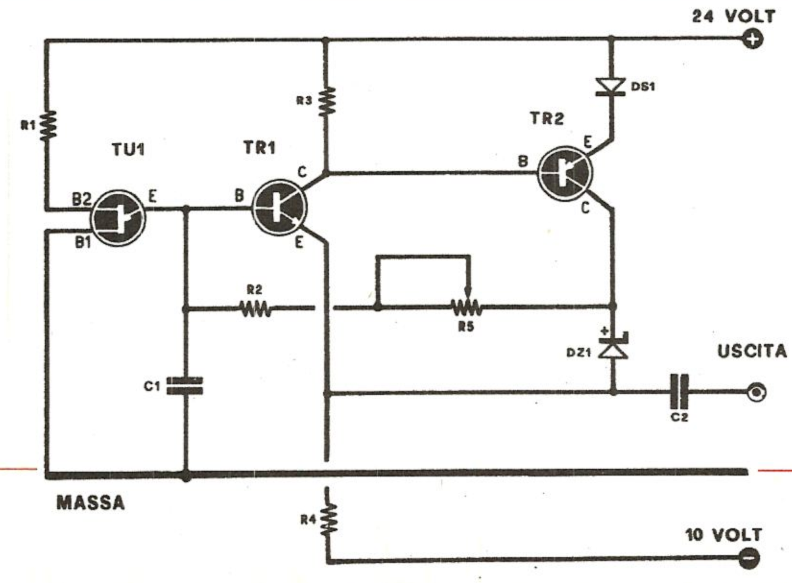
OSCILLATORE A RILASSAMENTO

In fig. 7 vi mostriamo come è possibile ottenere un oscillatore a rilassamento con l'aiuto di un transistor unigiunzione accoppiato ad un normale transistor di BF, un NPN al silicio tipo BC107.

La frequenza di oscillazione puó essere variata sostituendo ai valori di R1 e C1 altri valori; da notare che al posto dell'impedenza Z1 si può inserire una normale resistenza ohmica. Parlando un po' del funzionamento troveremo che quando il condensatore C1 viene caricato attraverso la resistenza R1 la tensione di emettitore cresce di valore avvicinandosi a quello di alimentazione.
Allorché questa tensione raggiunge il suo valore di cresta, l'emettitore, che era polarizzato in senso inverso, viene a trovarsi ora polarizzato in senso diretto e la resistenza dinamica tra emettitore e base B1 cade a valori molto bassi.

La conseguenza diretta di questo stato di fatto consiste nella scarica del condensatore attraverso l'emettitore e la tensione su di esso torna al suo valore minimo. Quindi il ciclo ricomincia dal punto iniziale in cui l'emettitore, risultando polarizzato in senso inverso a causa della bassa tensione cui è sottoposto, permette la ricarica del condensatore.

La tensione di alimentazione di questo progetto puó variare da un minimo di 6 volt ad un massimo di 20 volt.



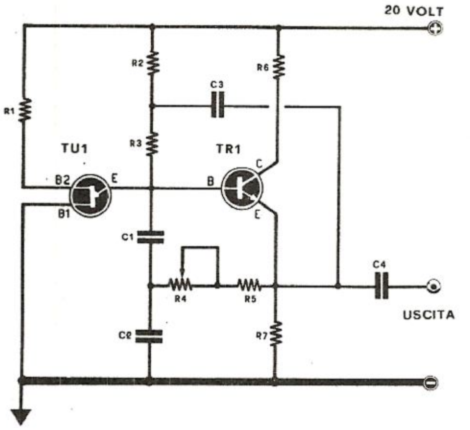


Fig. 9 Componenti

R1 = 330 ohm
R2 = 12.000 ohm
R3 = 22.000 ohm
R4 = 10.000 ohm potenz.
R5 = 12.000 ohm
R6 = 1.000 ohm
R7 = 2.200 ohm
C1 = 100.000 pF
C2 = 50.000 pF
C3 = 1 microF.
C4 = 100.000 pF
TU1 = transistor unigiunzione tipo 2N2646
TR1 = transistor NPN tipo BC107
Alimentazione a 20 volt

GENERATORE DI ONDE A DENTE DI SEGA

Con un transistor unigiunzione, e l'aggiunta di due normali transistor, di cui un NPN ed un PNP, si puó realizzare un efficiente generatore di onde a dente di sega.

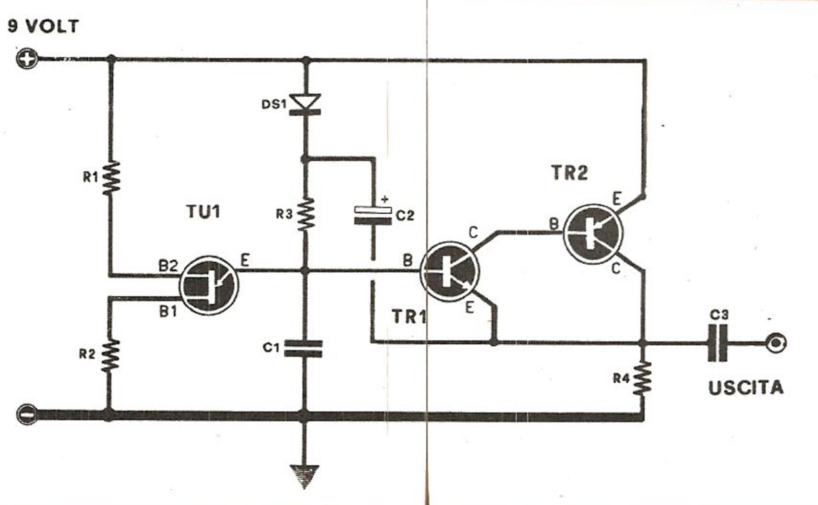
Lo schema elettrico di questo progetto è raffigurato in fig. 8: la frequenza di oscillazione, anche in questo caso, puó essere variata previa sostituzione della resistenza R2 o del condensatore C1 con altri componenti di valore diverso da quelli da noi segnati nell'elenco componenti.

L'unica difficoltà che si incontra nella realizzazione di questo progetto è riferita al problema dell'alimentazione che deve essere compiuta attraverso due pile, una da 24 volt ed una da 10 volt, collegando a massa rispettivamente il polo negativo della pila da 24 volt e quello positivo della pila da 10 volt.

In fase di collaudo sarà opportuno cercare per R5 un valore idoneo a far funzionare l'oscillatore in modo da evitare ogni possibilità di distorsione nella forma dell'onda.

Allo scopo noi consigliamo di impiegare un potenziometro da 5.000 ohm che dovrà essere regolato controllando con un oscillografo quando si raggiunge il valore idoneo.

In fig. 9 abbiamo riportato un secondo circuito per realizzare un generatore di onde a dente di sega impiegando sempre un transistor unigiunzione ed un solo transistor un NPN al silicio, che accoppierete all'unigiunzione con la base direttamente collegata all'Emettitore di quest'ultimo.



Il vantaggio che questo schema comporta è quello di poter utilizzare una sola fonte di alimentazione, in questo caso di 20 volt.

Anche con questo schema si puó variare la frequenza di oscillazione agendo sul valore della resistenza R4 o quello dei condensatori C1 e C2 ricordandosi peró che il condensatore C2 deve avere sempre una capacità di circa la metà di quello presentato da C1.

GENERATORE A DENTE DI SEGA

Un ultimo generatore di onde a dente di sega è quello raffigurato in fig. 10 che prevede, come si puó dedurre dallo schema elettrico di figura, l'utilizzazione oltre ad un transistor unigiunzione, di due altri transistor, un NPN ed un PNP, montati come amplificatori con uscita a bassa impedenza.

La particolarità di questo circuito è quella di avere il vantaggio di generare delle onde a dente di sega molto stabili e perfette.

La frequenza del generatore puó, come di solito, essere variata modificando il valore della resistenza R3 e del condensatore C1.

Facciamo presente che la tensione di alimentazione deve essere rigorosamente stabilizzata perché variazioni di tensione possono causare anche variazioni di frequenza, cosa questa che abbiamo appurato dalle nostre prove dove è risultato che con una batteria nuova, a 9 volt, con i valori da noi indicati, si otteneva una frequenza di 1.340 hertz, mentre con una pila un po' scarica, sugli 8 volt, la frequenza ottenuta risultava di 1328 hertz con uno scarto di circa l'1%. Per questo è consigliabile alimentare il progetto con una tensione perfettamente stabilizzata.

Fig.10 Componenti

R1 = 100 ohm
R2 = 22 ohm
R3 = 10.000 ohm
R4 = 470 ohm
C1 = 100.000 pF
C2 = 100 microF. 12 V/I elettrol.
C3 = 100.000 pF
DS1 = diodo al silicio di qualsiasi tipo
TU1 = transistor unigiunzione tipo 2N2646
TR1 = transistor NPN tipo BC107
TR2 = transistor PNP tipo BC177
Alimentazione 12 volt

TEMPORIZZATORE

In fig. 11 vi proponiamo invece un semplicissimo circuito per un temporizzatore nel quale troviamo un transistor unigiunzione che comanda il funzionamento di un relé.

Quando si spinge il pulsante S1 il circuito verrà a trovarsi sotto tensione ed il condensatore elettrolitico C1 verrà a caricarsi provocando l'eccitazione dell'emettitore del transistor unigiunzione il quale lascierà scorrere sulla base B1 una corrente sufficiente ad eccitare la bobina del relé.

Il tempo di eccitazione del relé viene determinato dal valore del condensatore C1 e della resistenza R1 al cui posto sarà opportuno inserire un potenziometro da 1 Megaohm in modo da poter di volta in volta regolare il periodo di funzionamento del relé.

Infatti quando il circuito viene chiuso sui terminali del relé, il condensatore C1 comincerà a scaricarsi ed il tempo di scarica verrà limitato dal valore del potenziometro R1, e ció regolerà il periodo di eccitazione del relé.

Variando la tensione di alimentazione, che nel nostro progetto risulta di 24 volt, il valore del condensatore C1 e regolando il potenziometro R1 possiamo ottenere un comodo e semplice contasecondi con arresto automatico che potrà servire a svariati compiti quale, ad esempio, per comandare un ingranditore, un relé che comanda il periodo di accensione delle lampade della scala o altre utili applicazioni.

Noi abbiamo specificato che il temporizzatore presentato in figura 11 potrà essere di utilità per comandare un relé di potenza limitata; in fig. 12 invece vi mostriamo un sistema per comandare un relé di potenza elevata.

Questo progetto, che oltre al transistor unigiunzione, comporta anche l'utilizzazione di un diodo controllato (o SCR) per comandare il relé, e di un diodo Zener per stabilizzare la tensione di alimentazione, permette inoltre di ottenere dei tempi molto più precisi di quelli ottenibili col progetto precedente.

Dato il forte assorbimento, la tensione necessaria dovrà essere possibilmente prelevata da un alimentatore in corrente alternata dove quest'ultima sarà raddrizzata da un raddrizzatore e filtrata da due condensatori elettrolitici di forte capacità.

Con questo tipo di contasecondi siamo in grado di ottenere, con una precisione quasi assoluta, dei tempi varianti da mezzo secondo fino a 1 minuto. Un altro contasecondi capace di ottime prestazioni in quanto a precisione e stabilità è quello il cui schema appare raffigurato in fig. 13.

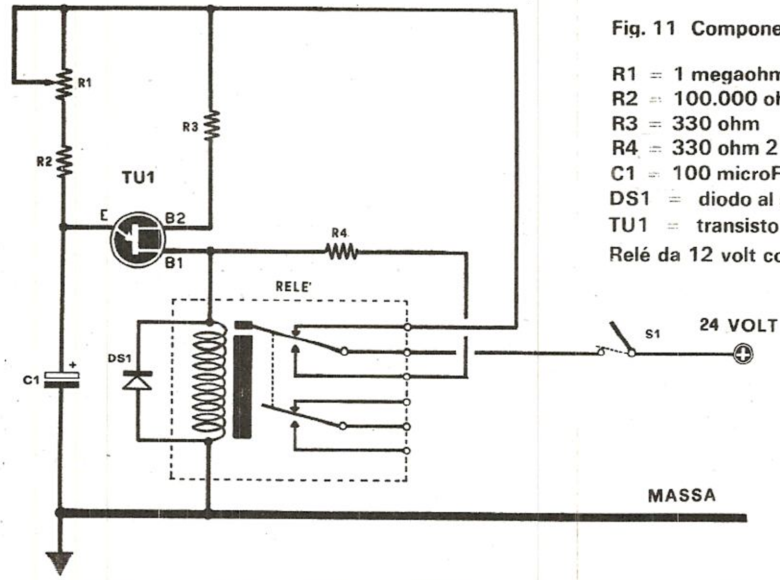


Fig. 11 Componenti

R1 = 1 megaohm potenz.
R2 = 100.000 ohm
R3 = 330 ohm
R4 = 330 ohm 2 watt
C1 = 100 microF. 25 V/I elettrol.
DS1 = diodo al silicio di qualsiasi tipo
TU1 = transistor unigiunzione tipo 2N2646
Relé da 12 volt con impedenza da 150 a 300 ohm

In questo, in abbinamento al transistor unigiunzione, troviamo un normale transistor NPN al germanio che potrebbe essere rappresentato da un AC127 oppure da altri tipi similari.

Chiudendo momentaneamente il pulsante S1 il transistor passa in conduzione causando l'eccitazione del relé.

La tensione, attraverso i contatti del relé, viene inviata al circuito.

Dopo un certo intervallo di tempo, determinato dai valori dei componenti R1 e C1, il transistor unigiunzione comincia a condurre causando la progressiva scarica del condensatore C1.

Il condensatore scaricandosi causa quindi l'interdizione del transistor TR1 e la conseguente diseccitazione del relé; pigiando poi il pulsante vengono ad essere ripristinate le condizioni iniziali di riposo.

Il valore della resistenza R2 viene scelto in considerazione del tipo di relé impiegato in modo che la corrente di base del transistor TR1 sia sufficiente ad eccitarlo.

La capacità del condensatore deve essere tale da far sì che il transistor NPN rimanga in conduzione per il tempo richiesto.

La tensione di alimentazione è 30 volt.

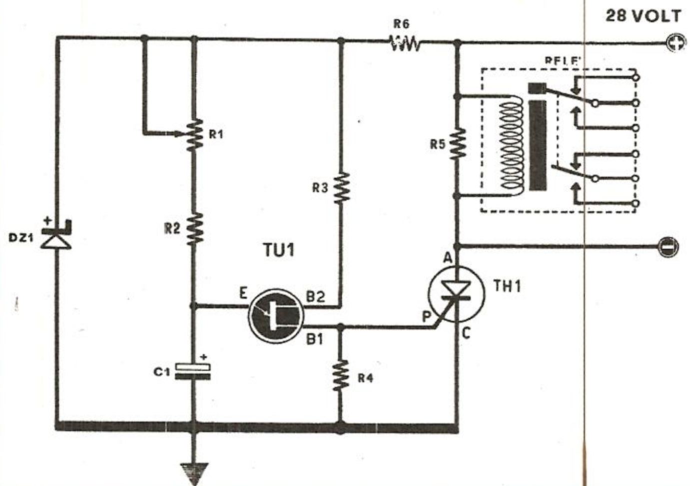


Fig. 12 Componenti

R1 = 50.000 ohm potenz.
R2 = 2.200 ohm
R3 = 150 ohm
R4 = 27 ohm
R5 = 1.000 ohm 2 watt
R6 = 560 ohm
C1 = 100 microF. 30 V/I elettrol.
DZ1 = diodo Zener da 18 volt 1 watt
TH1 = diodo S.C.R. da 6 ampere
TU1 = transistor unigiunzione tipo 2N2646
Relé da 24 volt 0,5 ampere di eccitazione

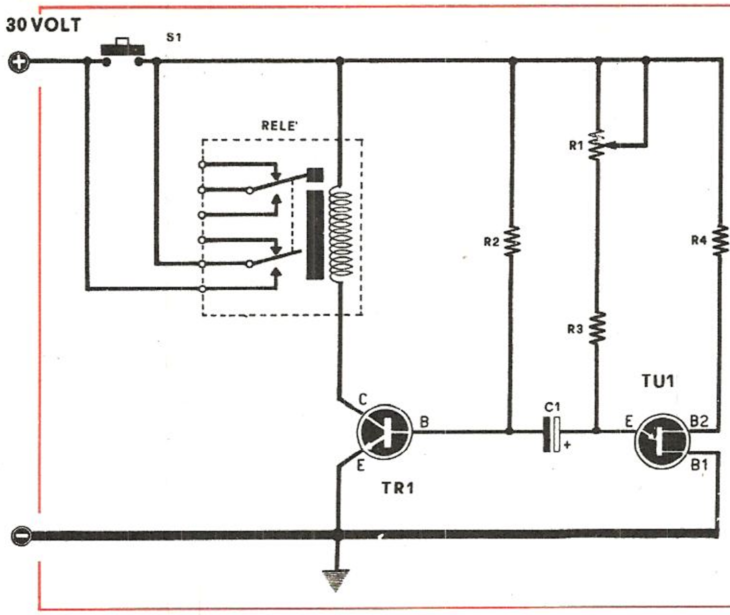


Fig. 13 Componenti

R1 = 10.000 ohm potenz.
R2 = 27.000 ohm
R3 = 1.000 ohm
R4 = 470 ohm
C1 = 5 microF. 12 V/l elettrol.
TU1 = transistor unigiunzione
TR1 = transistor NPN tipo AC127
S1 = pulsante
Relé da 1.000 ohm
Alimentazione a 30 volt

GENERATORE DI ONDE QUADRE

In fig. 14 troviamo invece un progetto interessante di un generatore di onde quadre; questo progetto comprende un multivibratore formato semplicemente da un transistor unigiunzione e da un diodo.

Quando il transistor non è eccitato il diodo è in stato di conduzione ed il potenziale nel punto di collegamento del suddetto diodo col condensatore C1 si trova ad un potenziale costante leggermente positivo.

Il condensatore comincia a caricarsi, per mezzo della corrente che attraversa le resistenze R2 ed R3 ed il diodo, fino al punto in cui la tensione di emettitore, in collegamento con il condensatore, giunge al valore di picco che provoca lo sbloccaggio del transistor e la conseguente scarica del condensatore.

Da questo momento si ritorna alle condizioni di partenza, cioè con il diodo in conduzione ed il transistor unigiunzione bloccato, per cominciare un nuovo ciclo.

La frequenza caratteristica dell'onda quadra che si ottiene sulla base B2 del transistor è regolata dal tempo di carica del condensatore, cioè il tempo occorrente all'emettitore per raggiungere la tensione necessaria a mandare in conduzione il transistor unigiunzione.

La tensione di alimentazione è di 9 volt.

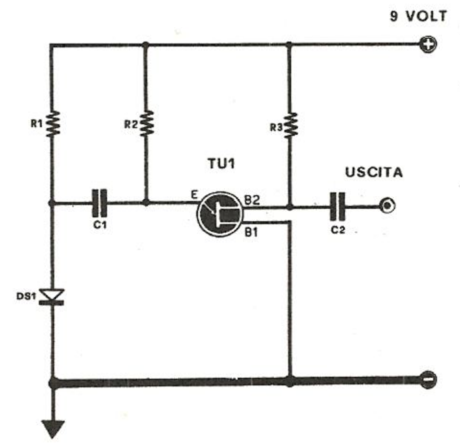


Fig. 14 Componenti

R1 = 15.000 ohm
R2 = 10.000 ohm
R3 = 2.200 ohm
C1 = 220.000 pF
C2 = 100.000 pF
DS1 = diodo al silicio di qualsiasi tipo
TU1 = transistor unigiunzione tipo 2N2646
Alimentazione a 9 volt

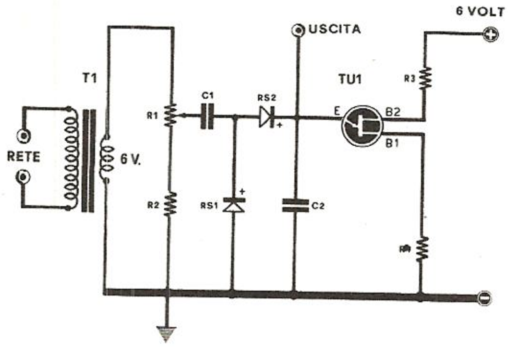


Fig. 15 Componenti

R1 = 5.000 ohm potenz.
R2 = 8.200 ohm
R3 = 470 ohm
R4 = 100 ohm
C1 = 10.000 pF
C2 = 330.000 pF
RS1 = diodo al silicio di qualsiasi tipo
RS2 = diodo al silicio di qualsiasi tipo
TU1 = transistor unigiunzione tipo 2N2646
T1 = trasformatore con primario di rete e secondario a 6 volt
Alimentazione a 6 volt

GENERATORE DI ONDE A FORMA DI « SCALA »

Per ottenere questa particolare forma di onda di altezza decrescente nel tempo si impiega il circuito di fig. 15.

Come si nota nella figura, dal secondario di un trasformatore viene prelevata una tensione alternata di 6 volt che, applicata al circuito attraverso il cursore del potenziometro R1, viene raddrizzata dai due raddrizzatori RS1 ed RS2 in modo da ottenere solo semionde positive.

Il condensatore che si trova inserito tra la base B1 e l'emettitore del transistor unigiunzione, sottoposto ad una tensione di intensità variabile, si caricherà fino al punto in cui il potenziale presente sull'emettitore avrà raggiunto la tensione di picco alla quale il transistor unigiunzione passa a condurre.

A questo punto il condensatore si scarica in un lasso di tempo molto breve (non esiste resistenza limitatrice), per ricominciare il suo processo di carica.

Avremo quindi sull'emettitore del transistor unigiunzione un'onda di forma a scala per il periodo di carico con un brusco ritorno a zero durante il periodo di carica.

La tensione di alimentazione in questo montaggio è di 6 volt.

COMANDO DI POTENZA CON UN SCR

Il progetto che appare in fig. 16 risulta utilissi-

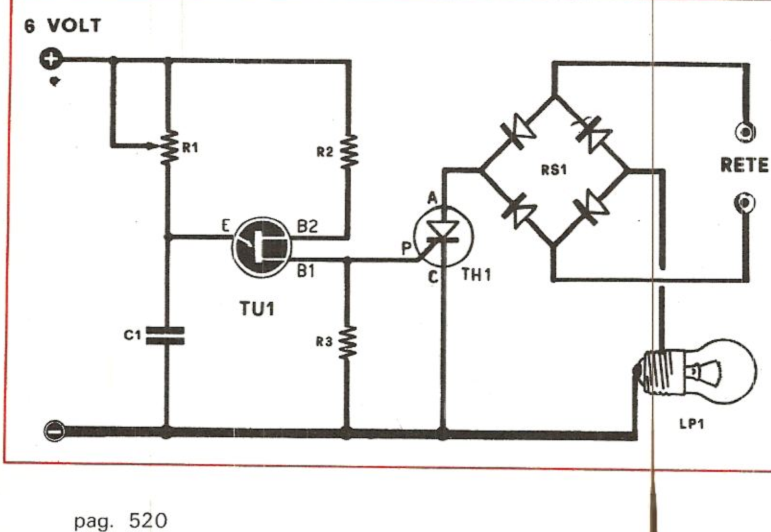


Fig. 16 Componenti

R1 = 2.000 ohm potenz.
R2 = 470 ohm
R3 = 100 ohm
C1 = 10.000 pF
TH1 = SCR
TU1 = transistor unigiunzione tipo 2N1671
RS1 = raddrizzatore da 250 V 3 A
LP1 = lampada
Alimentazione a 6 volt

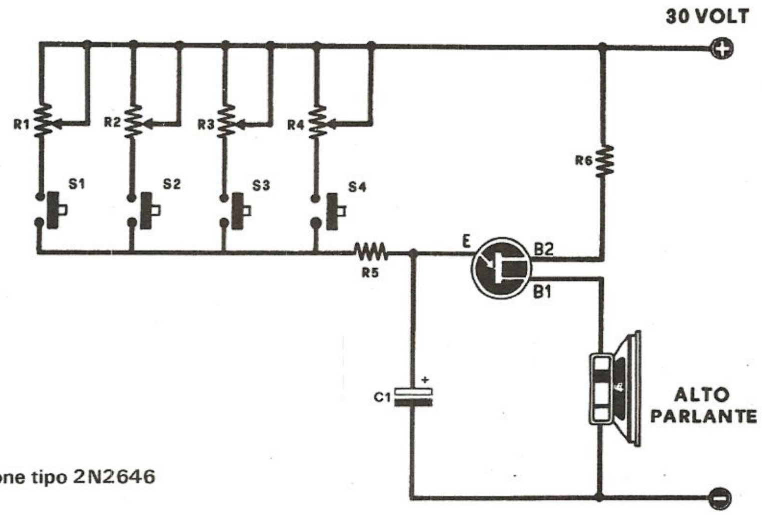


Fig. 17 Componenti

R1 = 50.000 ohm potenz.
R2 = 50.000 ohm potenz.
R3 = 50.000 ohm potenz.
R4 = 50.000 ohm potenz.
R5 = 3.300 ohm
R6 = 680 ohm
C1 = 1 microF.
TU1 = transistor unigiunzione tipo 2N2646
S1-S2-S3-S4 = pulsanti
Alimentazione a 30 volt

mo quando si abbia necessità di regolare con intensità variabile l'accensione di lampade o la velocità di un qualsiasi motorino in CC.

Come potete vedere, i componenti utilizzati in questo circuito, oltre al solito transistor unigiunzione, sono un ponte di diodi capace di sopportare la tensione di rete ed erogare la potenza delle lampade o del motorino, ed un diodo SCR da 800 volt ed in grado di sopportare la corrente esistente.

Il transistor unigiunzione agisce da oscillatore e ci dà dei picchi positivi di tensione destinati a sbloccare il diodo SCR che a sua volta, eccitato, farà passare la tensione necessaria all'accensione della lampada, la quale rimarrà accesa finché lo SCR rimarrà in stato di eccitazione, finché cioè non verrà a cessare la tensione di comando proveniente dall'unigiunzione. E siccome l'intensità di uscita della tensione dello SCR è proporzionale alla frequenza degli impulsi di comando cui viene sottoposto, agendo sul potenziometro R1 che regola il tempo di scarica del condensatore C1 e quindi la frequenza di oscillazione del transistor, avremo la possibilità di comandare l'intensità luminosa della lampada facendola variare da un massimo ad un minimo secondo un tempo prefissato.

Naturalmente al posto della lampada potremo sempre mettere qualsiasi apparato elettrico che abbia bisogno di una intensità di tensione di alimentazione variabile con un ciclo ben definito

AVVISATORE A DIVERSE TONALITÀ

Il sistema, di cui in fig. 17 è raffigurato lo schema elettrico, rappresenta un tipo di avvisatore con altoparlanti che potrebbe sostituire vantaggiosamente quello normalmente usato che si basa sui campanelli.

Con esso possiamo ottenere dei diversi suoni musicali che potremo singolarmente inserire alla varie entrate che asservono un appartamento per conoscere di primo acchito se ad esempio l'eventuale visitatore che ha spinto il pulsante di preavviso si trova alla porta d'ingresso oppure al portone che dà sulla strada.

Questo sistema potrebbe trovare buon impiego anche negli uffici in quanto le varie tonalità a disposizione permettono di chiamare distintamente questo o quell'impiegato senza che si debbano scomodare anche tutti gli altri.

Lo schema elettrico mostra come il transistor unigiunzione impiegato funzioni da oscillatore di rilassamento che permette, semplicemente attraverso il cambiamento di valore di una resistenza, di ottenere una frequenza musicale di tonalità variabile.

I potenziometri R1-R2-R3-R4 vanno regolati in modo che quando si aziona uno dei pulsanti S1-S2-S3-S4 la tonalità ottenuta sia abbastanza diversa dalle altre così da non far nascere confusione.

Questo circuito funziona con una tensione di alimentazione di circa 30 volt.

Compressore



La grande dinamica dei suoni naturali ha sempre causato ai tecnici della sonorizzazione e della registrazione su nastro magnetico di pezzi musicali, direttamente prelevati da un'orchestra, dei problemi di non facile soluzione, problemi che sono stati risolti tramite l'impiego di compressori e limitatori d'ampiezza.

Il compito principale di questi circuiti è quello di limitare l'ampiezza, senza introdurre distorsioni, del segnale applicato in entrata in modo che la potenza in uscita risulti pressoché costante, impedendo il formarsi di sovramodulazioni.

Come si appurerà dallo studio che ne abbiamo fatto, un ampiezza di 90 decibel puó essere facilmente ridotta a 47 dB senza che ció comporti

Basandoci su di uno schema della RCA (che pur efficace presentava delle difficoltà nel reperire alcuni componenti necessari alla realizzazione) vi abbiamo preparato questo interessante progetto di compressore che potete facilmente costruire. Con esso non avrete più problemi, quando volete registrare dal vivo, sul livello di registrazione da controllare continuamente affinché non salga a valori tali da entrare in sovramodulazione.

necessariamente una distorsione apprezzabile nel suono prodotto o registrato.

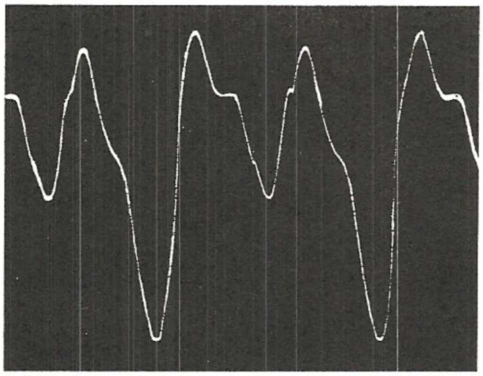
In queste condizioni tutte le registrazioni al microfono possono essere effettuate con ogni tipo di registratore (di quelli che si trovano normalmente a prezzi accessibilissimi) senza più alcuna preoccupazione del livello sonoro captato e della distanza da tenere tra sorgente sonora e microfono.

Senza un dispositivo che abbia la stessa funzione esplicata da quello che vi stiamo presentando e che, tra parentesi, è stato presentato in commercio dalla RCA, non sarebbe possibile eseguire una perfetta registrazione senza una continua sorveglianza da parte del tecnico del suono, qualificato od improvvisato, che dovrebbe apportare di continuo quelle correzioni necessarie per non oltrepassare il livello massimo o scendere sotto il minimo utile per una buona registrazione.

SCHEMA ELETTRICO DEL COMPRESSORE/LIMITATORE DELLA RCA

Lo schema elettrico che appare in fig. 1 è quello sperimentato dalla RCA ed è stato adottato, seppure con leggere varianti, anche su alcuni tipi di registratori portatili tra quelli che attualmente sono in grado di offrire le prestazioni maggiori; questo certamente è un fattore probante della efficienza di un simile dispositivo.

Limitatore a MOS-FET e a FET per una REGISTRAZIONE perfetta





In linea di principio si tratta di inserire in parallelo all'entrata di un preamplificatore un circuito che disponga di una resistenza variabile in funzione del livello di uscita.

Questa resistività variabile è rappresentata, nel circuito della RCA, da un transistor particolare, un MOS-FET, che nello schema elettrico viene indicato dalla sigla MET1.

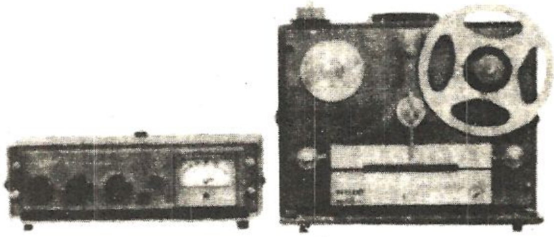
Prendendo in esame il circuito, troveremo che l'ingresso è regolato da quattro resistenze da 100.000 ohm che dovranno prelevare il segnale direttamente da quattro diversi preamplificatori, quindi un potenziometro di volume che nello schema è indicato dalla sigla R5.

Il segnale poi, dal cursore di questo potenziometro, attraverso il condensatore C1, la resistenza R6 ed il condensatore C2 verrà inserito sul Gate di MFT2, anche questo un MOS-FET, che provvederà ad amplificarlo.

Dal drain di MFT2 il segnale amplificato verrà quindi prelevato ed inviato, attraverso il condensatore C6, allo stadio di preamplificazione finale costituita dai due transistor TR1 e TR2. Questi due transistor formano, come si puó facilmente capire dallo schema, un classico circuito amplificatore Darlington con uscita in Emitter-Follower.

Ci troviamo quindi di fronte ad un caso abbastanza consueto di un preamplificatore costituito da un transistor ad effetto di campo, MFT2, seguito da due transistor NPN con funzione di ulteriore amplificazione.

Occorre peró notare che in parallelo al gate di MFT2 ed inserito tra la resistenza R6 ed il condensatore C2 abbiamo il primo mos-fet polarizzato inizialmente dalla tensione prelevata dal

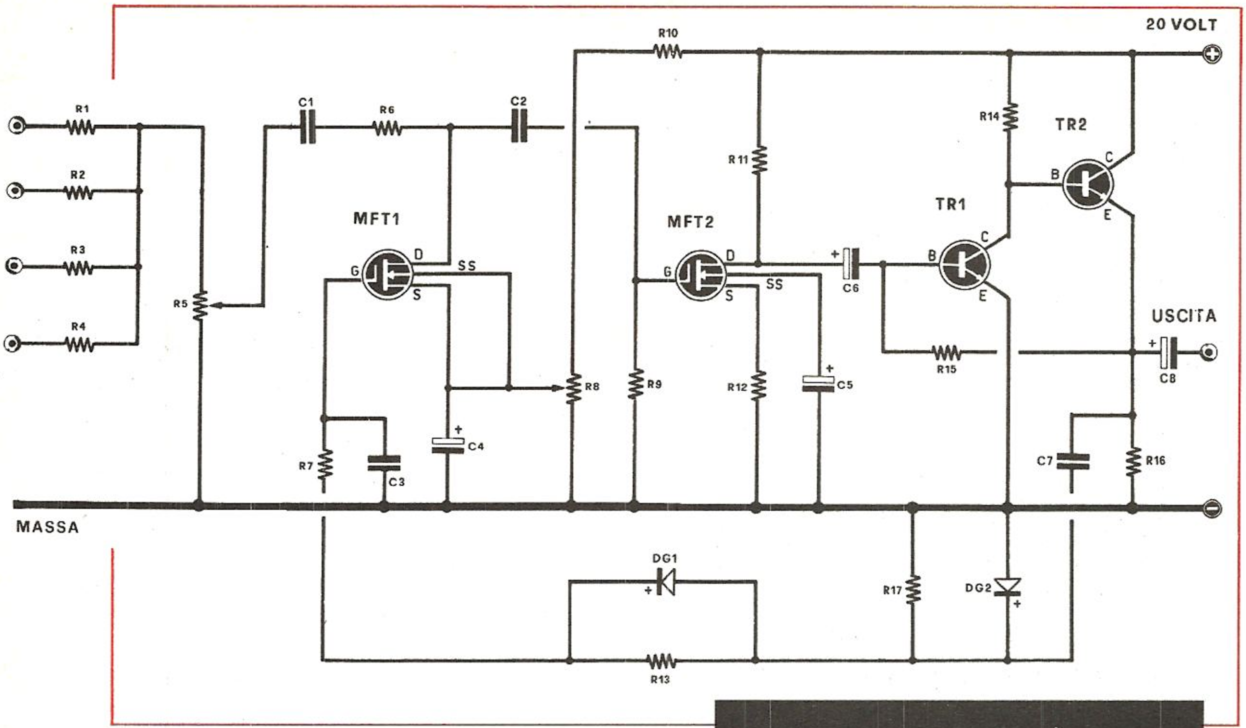


potenziometro R8.

Quando il mos-fet MFT1 si trova polarizzato in interdizione, tra il terminale sourge e quello drain esiste una resistenza effettiva di parecchi Megaohm, resistenza tanto elevata che obbliga la maggior parte della tensione del segnale inserito in entrata, o più precisamente ai capi del potenziometro R5, a raggiungere direttamente il gate del transistor MFT2. Detto segnale, amplificato poi dal circuito Darlington composto dai transistor TR1-TR2, raggiungerà quindi la boccola d'uscita.

Una parte di questo segnale peró viene prelevata tramite il condensatore C7 e raddrizzata dal diodo DG2 formando così una tensione contraria che va applicata al gate di MFT1.

Modificando la polarizzazione del gate si ottiene automaticamente una diminuzione del valore resistivo esistente tra il drain ed il sourge di que-



sto transistor e conseguentemente quindi una automatica diminuzione del guadagno dell'amplificatore in quanto una parte del segnale d'entrata verrà scaricato a massa.

Il diodo DG1 si trova invece inserito in parallelo alla resistenza R13 e serve a far sì che la tensione positiva raddrizzata da DG2 giunga con estrema rapidità al gate di MFT1 in maniera da rendere istantaneo il suo funzionamento.

Grazie a tale diodo il condensatore C3 viene ad essere caricato dalla tensione di comando in un tempo molto veloce mentre il suo periodo di scarica verrà ad essere piuttosto lungo poiché il diodo DG1 obbligherà la corrente a passare attraverso la resistenza R13 che ha un valore piuttosto elevato (1 Megaohm).

Riassumendo, il circuito formato da DG1 - C3 R13 è caratterizzato da un tempo di carica molto breve a cui fa contrapposizione un tempo di scarica relativamente lungo.

Un intervento istantaneo sul fattore di amplificazione è una necessità di questo circuito perché permette una diminuzione immediata del guadagno, fattore d'obbligo se si vuol evitare un sovraccarico causato da un aumento di tono nella musica e nei vocalizzi che si vogliono registrare.

Il ritardo invece apportato dalla resistenza R13 che interviene nella scarica del condensatore C3 risulta invece indispensabile per mantenere in uscita un livello costante di tensione senza variazioni troppo brusche.

Fig. 1

R1	= 100.000 ohm
R2	= 100.000 ohm
R3	= 100.000 ohm
R4	= 100.000 ohm
R5	= 10.000 ohm potenz.
R6	= 180.000 ohm
R7	= 100.000 ohm
R8	= 5.000 ohm potenz.
R9	= 1 Megaohm
R10	= 15.000 ohm
R11	= 10.000 ohm
R12	= 1.500 ohm
R13	= 1 Megaohm
R14	= 1.200 ohm
R15	= 100.000 ohm
R16	= 470 ohm
R17	= 2,2 Megaohm
C1	= 100.000 pF
C2	= 100.000 pF
C3	= 100.000 pF
C4	= 10 microF. 12 V elettrol.
C5	= 10 microF. 12 V elettrol.
C6	= 5 microF. 10 V elettrol.
C7	= 100.000 pF
C8	= 50 microF. 12 V elettrol.
DG1	= diodo tipo 1N270
DG2	= diodo tipo 1N270
MFT1	= transistor MOS-FET tipo 2N128
MFT2	= transistor MOS-FET tipo 2N128
TR1	= transistor tipo 2N5183
TR2	= transistor tipo 2N5183

Alimentazione a 20 volt

Fig. 2

R1	100.000 ohm
R2	= 100.000 ohm
R3	= 100.000 ohm
R4	= 100.000 ohm
R5	= 10.00 ohm potenz.
R6	= 180.000 ohm
R7	= 100.000 ohm
R8	= 5.000 ohm potenz.
R9	= 1 Megaohm
R10	= 15.000 ohm
R11	= 10.000 ohm
R12	= 5.000 ohm trimmer potenz.
R13	= 1 Megaohm
R14	= 1.200 ohm
R15	= 100.000 ohm
R16	= 470 ohm
R17	= 2,2 Megaohm
C1	= 100.000 pF
C2	= 100.000 pF
C3	= 100.000 pF
C4	= 10 microF. 12 V elettrol.
C5	= 10 microF. 12 V elettrol.
C6	= 5 microF. 10 V elettrol.
C7	= 100.000 pF
C8	= 50 microF. 12 V elettrol.
DG1	= diodo tipo OA95 o equivalenti
DG2	= diodo tipo OA95 o equivalenti
FT1	= transistor fet tipo 2N3819
FT2	= transistor fet tipo 2N3819
TR1	= transistor tipo 2N2926 oppure BC107 o similari
TR2	= transistor tipo 2N2926 oppure BC107 o similari

REALIZZAZIONE PRATICA

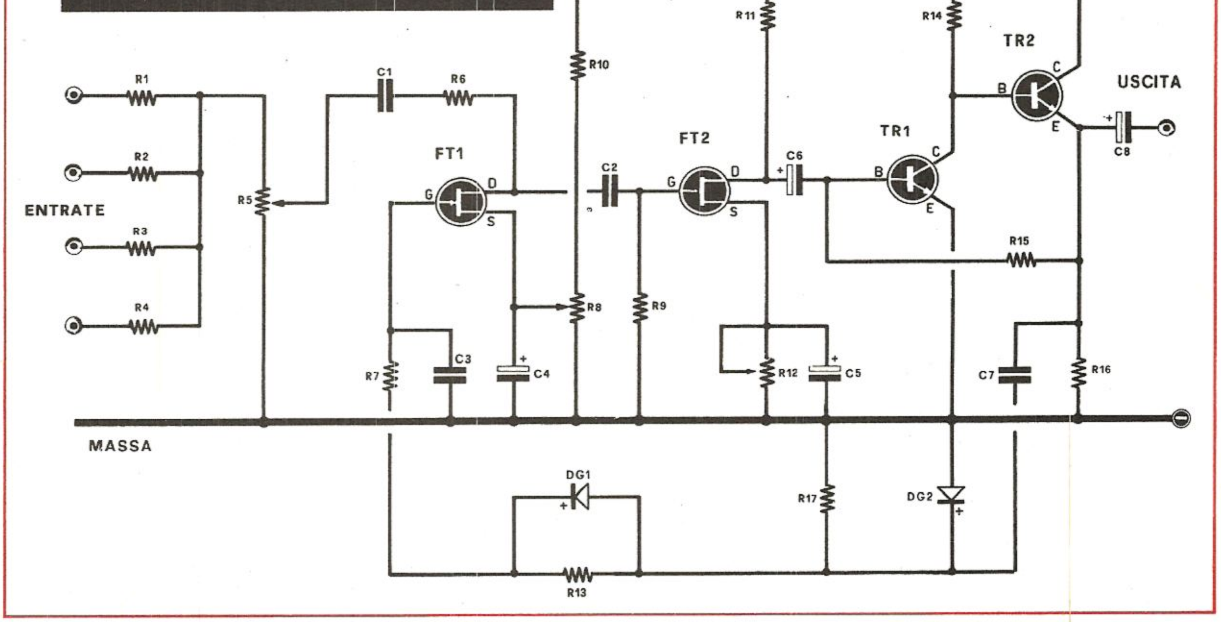
Come avrete certamente notato, lo schema RCA è contraddistinto dall'impiego di due transistor tipo Mos-fet che non sono certamente di facile reperibilità.

Noi allora abbiamo cercato di ovviare a questo inconveniente apportando allo schema di base della RCA alcune modifiche che, senza nulla togliere ai pregi dell'apparecchio, ne permettono peró una più semplice e pratica realizzazione.

In questa variante, che noi abbiamo illustrata in fig. 2, al posto dei mos-fet impiegati dalla RCA abbiamo inserito dei normali fet tipo 2N3819, che sono molto più facilmente reperibili, variando ovviamente valori di alcuni componenti per adattarli a quelli richiesti dai nuovi transistor che abbiamo impiegato.

Anche i due transistor finali non sono dello stesso tipo di quelli consigliati dalla RCA, ma altri che pur avendo le stesse caratteristiche dei precedenti, sono peró più comuni sul nostro mercato, e ció vale naturalmente per i diodi.

È chiaro peró che questo circuito, che noi abbiamo adattato per funzionare con i fet, come funzionamento, non si discosta per nulla da quello originale della RCA. Tanto per fare analogie, troviamo infatti in entrata, sempre tra la resistenza



R6 ed il condensatore C2, il fet, al posto del mosfet MFT1, che serve a ridurre il segnale inserito in entrata in dipendenza di quello d'uscita.

Abbiamo quindi il diodo DG2 che, come nello schema originale, raddrizza una parte del segnale BF prelevato in uscita e tramite il diodo DG1 e la resistenza R13 lo applica al gate di FT1.

Anche così abbiamo un immediato intervento sul fattore di amplificazione ed un ritardo sulla scarica di C3 come nello schema della RCA.

Se qualche lettore volesse poi modificare lo stadio finale costituito dai due transistor TR1-TR2 potrà sempre farlo senza nessuna preoccupazione ricordandosi, qualora volesse usare uno stadio con uscita di collettore, di prelevare il segnale su tale terminale sempre tramite il condensatore C7.

I transistor 2 N2926 impiegati dalla RCA possono essere sostituiti con altri tipi che hanno più o meno analoga funzione, ad esempio i vari BC107-BC108 ecc.

Consigliamo a quanti si accingono al montaggio di questo compressore di controllare, se decidessero di sostituire i transistor finali con altri in loro possesso, che detto stadio non introduca distorsione in quantità apprezzabile; se ció accadesse sarà sufficiente dissaldare dal circuito un terminale del condensatore C6 ed applicare su di esso un segnale prelevato da un pick-up controllando poi che in uscita il segnale risulti perfetto.

Notando della distorsione occorrerà variare il valore delle resistenze R14 ed R15 cercando sperimentalmente quello che dia i risultati migliori.

RISULTATI DI MISURE e DISTORSIONE

Il potenziometro R8 permette la regolazione del tasso di compressione secondo le esigenze. Con una tensione di alimentazione di 20 volt sul nostro prototipo abbiamo sperimentato che le migliori condizioni di funzionamento si hanno quando, regolando R8, sul sourge del primo fet FT1 è presente una tensione di circa 5 volt.

I risultati dell'efficacia del nostro compressore si possono dedurre dai valori che abbiamo riportato nella tabella che appare nell'articolo.

Come si vede, un segnale di 95 decibel si puó portare, come abbiamo già anticipato, a valori di circa 47 decibel.

È interessante anche osservare quale è il tasso di distorsione apportato dal sistema.

Da considerazioni di carattere pratico noi abbiamo rilevato che nella curva di compressione dove non interviene direttamente il compressore la distorsione è appena inferiore all'1% mentre nella parte superiore della stessa curva, dove cioè l'apporto del compressore è massimo, la distorsione sale ad un valore attorno al 3%, valore più che ammissibile non essendo neppure percepibile dall'orecchio, tanto più accettabile quindi se si vanno poi a considerare i vantaggi ottenibili.

Con una compressione manuale, cioè non automatica, tanto per fare un rapporto molto significativo, effettuata da un tecnico del suono, quindi altamente qualificato nel campo, la distorsione risulta ben più elevata di quella introdotta dal nostro apparecchio per cui noi ci sentiamo autorizzati a consigliarvene la realizzazione.

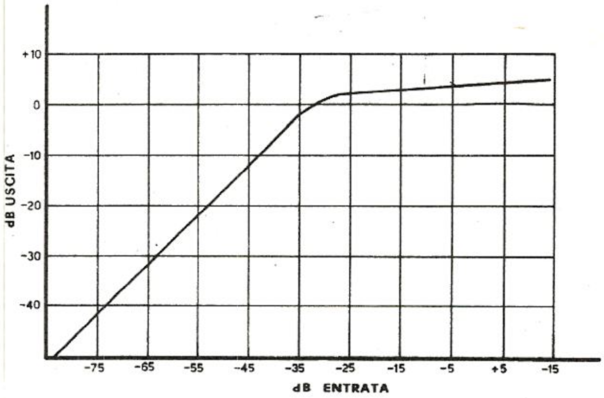


Fig. 3 Nel diagramma è visibile la curva che mostra l'azione del compressore sulla tensione del segnale che si ritrova in uscita. Come potete constatare la curva segna una sensibile linearità della dinamica d'uscita mantenendosi a valori massimi quasi perfettamente costanti, fatto questo che determina l'efficacia del nostro compressore che servirà ad evitare che segnali troppo forti possano rovinare la registrazione.

Livello d'entrata in dB	Livello d'uscita in dB
- 95	- 47
- 75	- 43
- 65	- 33
- 55	- 23
- 45	- 13
- 35	- 4
- 25	- 0
- 15	+ 1
- 5	+ 2
+ 5	+ 3
+ 15	+ 4

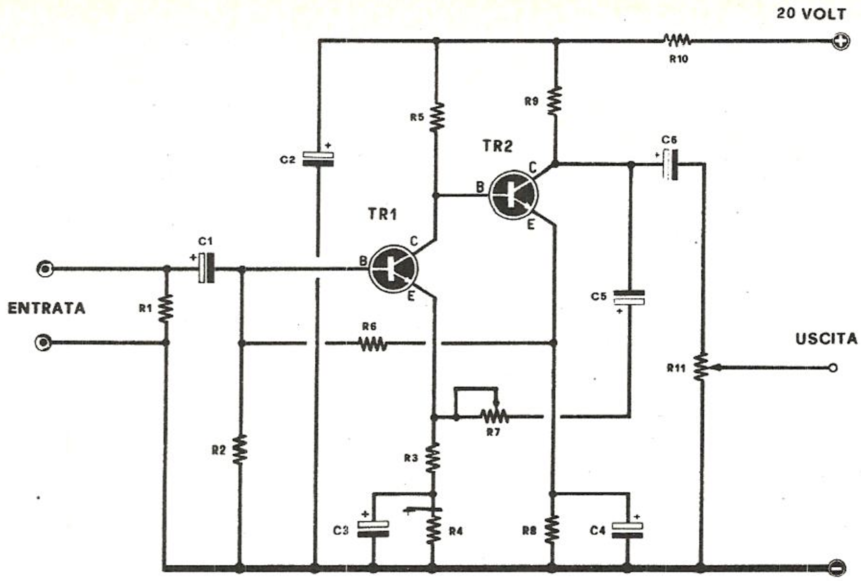


Fig. 4

R1	10.000 ohm	C1	25 microF. 12 V elettrol.
R2	15.000 ohm	C2	50 microF. 25 V elettrol.
R3	68 ohm	C3	100 microF. 25 V elettrol.
R4	3.300 ohm	C4	100 microF. 25 V elettrol.
R5	22.000 ohm	C5	5 microF. 10 V elettrol.
R6	27.000 ohm	C6	10 microF. 12 V elettrol.
R7	50.000 ohm trimmer potenz.	TR1	transistor tipo 2N2926 oppure BC107 o equivalente
R8	3.300 ohm		
R9	3.300 ohm	TR2	transistor tipo 2N2926 oppure BC107 o equivalente
R10	10.000 ohm		
R11	10.000 ohm potenz.	Alimentazione a 29 volt	

STADIO PREAMPLIFICATORE

Prima dello stadio compressore di volume risulta di indubbia utilità inserire un preamplificatore in maniera da ottenere già in entrata, cioè sul potenziometro R5, una tensione di ampiezza sufficiente.

A questo scopo basta un qualsiasi preamplificatore ad 1 o 2 transistor; noi ad esempio per il modello di compressore che abbiamo sperimentato, ne abbiamo realizzato uno il cui schema elettrico è riportato in fig. 4.

Esso è costituito da un normale circuito Darlington che utilizza due transistor tipo 2N2926, anch'essi sostituibili dai soliti BC107-BC108 o simili. Poiché solitamente per i registratori si usano preferibilmente microfoni di tipo magnetico, l'entrata di questo preamplificatore, adattata a questa consuetudine, si trova caricata da una resistenza da 250 ohm, qualora peró l'impedenza del microfono impiegato fosse diversa, sarà necessario sostituire tale resistenza con un'altra di valore uguale all'impedenza caratteristica del tipo utilizzato.

La base del transistor TR1 risulta polarizzata dal ponte formato dalle resistenze R2-R6 con una tensione che viene prelevata direttamente sull'emettitore del secondo transistor TR2.

Il collettore di TR1, infine, si trova collegato alla base di TR2 ed il segnale amplificato viene ad essere presente sul collettore di TR2.

La controreazione inserita sull'emettitore di TR1 permette, grazie alla resistenza variabile R7, di far variare il guadagno del preamplificatore e di aumentare inoltre il valore della tensione ammissibile sull'entrata.

La curva diagrammatica del preamplificatore, tanto per fare una considerazione tecnica, risulta lineare da 50 hertz fino a 100.000 hertz quando R7 si trova regolato su un valore resistivo di circa 15.000 ohm.

Il livello d'uscita si aggirà su tensioni dell'ordine del volt quando in entrata vengono applicati segnali di 3 mV.

Quanto detto finora ci esonera dal dover fare ulteriori ed inutili discorsi sull'utilità del nostro complesso preamplificatore-compressore per le registrazioni o le amplificazioni sonorizzate, specie quando queste avvengono con fonti di segnali difficilmente controllabili come appunto la musica « fatta in casa ».

L'INTEGRATO MC 1302 P

Se pure, per ora, non sono ancora disponibili in commercio dei circuiti integrati, come amplificatori, capaci di fornire potenze elevate, non è difficile prevedere per un futuro molto prossimo la realizzazione d'insiemi Hi-Fi altamente qualificati equipaggiati con questa nuova tecnica.
Abbiamo creduto opportuno quindi precorrere i tempi presentando in questo numero un circuito integrato, di facile reperibilità, che funziona da preamplificatore stereo e che potrà essere abbinato a qualsiasi amplificatore di potenza sempre a circuiti integrati.

Finora abbiamo sempre presentato dei circuiti integrati amplificatori finali di BF che erano in grado di offrire ottime prestazioni come amplificatori dotati di una discreta potenza e di una sufficiente fedeltà di riproduzione.

La loro principale qualità era insita più che altro nelle limitatissime dimensioni d'ingombro, nella facilità dei montaggi e nella grande varietà degli stessi, ma non ci siamo certamente sbilanciati definendoli complessi di alta fedeltà od insuperabili come qualità di riproduzione.

Abbiamo solamente voluto farvi partecipi della nuova tecnica dei circuiti integrati, nella chiara previsione che essi avranno sempre più importanza nel futuro della tecnologia moderna. D'altronde non è che con ció si voglia sminuire quanto abbiamo finora affermato in relazione ai componenti finora presentati su queste pagine, peró sapendo che la ricerca scientifica non è un fatto statico ma una continua evoluzione, vogliamo dire che ci troviamo ancora lontani dalla perfezione.

L'integrato MC 1302P della MOTOROLA rapsenta certo un passo avanti e la sua immissione sul mercato presuppone la presentazione di altri integrati capaci di prestazioni veramente interessanti, anche in campo amatoriale.

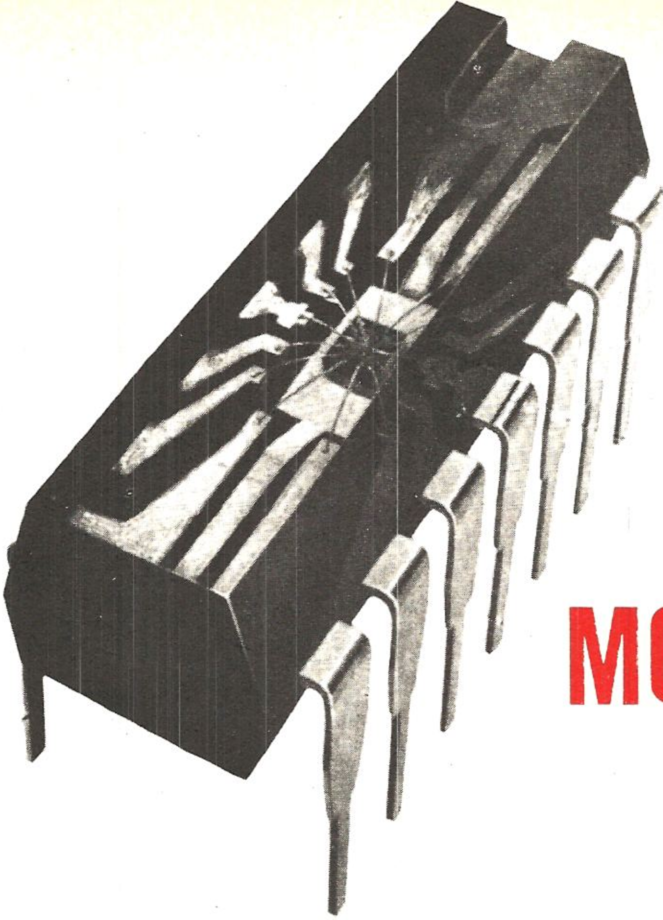
Questo integrato consiste in un preamplificatore stereofonico che potrà servire a pilotare degli amplificatori di potenza, normali o integrati.

L'integrato MC1302P si compone di due distinti circuiti preamplificatori di BF uniti in un solo involucro di materiale plastico ed equipaggiato da una doppia serie di connessioni, particolarità costruttive che ne delineano già qualità e vantaggi.

Infatti i due circuiti distinti che lo compongono risultano, per costruzione, già perfettamente equilibrati e si prestano mirabilmente ad una realizzazione stereofonica in considerazione anche del guadagno relativamente elevato offerto e della possibilità di regolare a volontà la banda passante.

Comprenderete quindi che queste ragioni sono già di per se stesse abbastanza valide perché noi ci siamo sentiti autorizzati, nell'interesse dei nostri lettori, a farne uno studio abbastanza dettagliato analizzando il suo funzionamento e le varie possibilità di applicazione.

In ogni modo, prima di iniziare una trattazione approfondita dei modi d'impiego, sarà utile dare una scorsa alle caratteristiche di funzionamento del nostro integrato quindi, per favorire i lettori più interessati, vi abbiamo preparato dei pro-



DELLA MOTOROLA

spetti che illustrano via via le curve di risposta del MC1302P secondo i vari montaggi: lineare, R.I.A. R.I.A.A. visto che, come anticipato, esiste la possibilità di modellare a volontà la banda passante.

CIRCUITO ELETTRICO

Il circuito elettrico, che come al solito vi proponiamo secondo il simbolismo normale, è visibile in fig. 1 ed in esso possiamo contare l'utilizzazione di una serie di 16 transistor e 18 resistenze, dove questi componenti appaiono nettamente suddivisi nei due circuiti che compongono questo integrato, cioè 8 transistor e 9 resistenze per canale.

Inoltre anche i piedini di un canale corrisponderanno esattamente come funzione ai corrispettivi piedini del secondo, fatta eccezione del piedino n. 7 che è comune a tutti e due i circuiti e corrisponde al negativo di massa ed il piedino n. 14 che invece rappresenta il positivo.

Da notare l'assoluta mancanza di diodi e condensatori che in questo circuito appaiono superflui. L'analogia tra i due circuiti, in cui abbiamo procurato di segnare i corrispettivi elementi che lo compongono con le stesse sigle in quanto la corrispondenza è esatta, viene riflessa, come detto prima, anche sui terminali di utilizzazione che appaiono doppi in quanto riferiti a due entrate (una per canale), a due uscite, ecc., per cui ai numeri 1-2-3-4-5-6 faranno riscontro i numeri 13-12-11-10-9-8.

Per comodità, trattando dei montaggi effettuabili con questo integrato, noi ci riferiremo solamente ai collegamenti con un solo canale in quanto per l'altro canale si dovranno effettuare le stesse operazioni per cui ci sembra inutile ripetere due volte la stessa cosa.

I terminali d'entrata nel MC1302P sono rappresentati dai piedini 5-6, per un canale, e 8-9 per il secondo.

Come si può notare dal disegno di fig. 1 questi due terminali risultano collegati direttamente alle basi dei due transistor TR1-TR2, che sono NPN al silicio.

La MOTOROLA, cioè la ditta produttrice di questo integrato, ha provveduto ad inserire due terminali d'entrata non perché ci si debba servire di entrambi, ma solamente per poterlo adattare a varie combinazioni di circuito.

Infatti se noi applichiamo il segnale sui terminali 5 o 9, lo ritroveremo in uscita con la stessa fase.

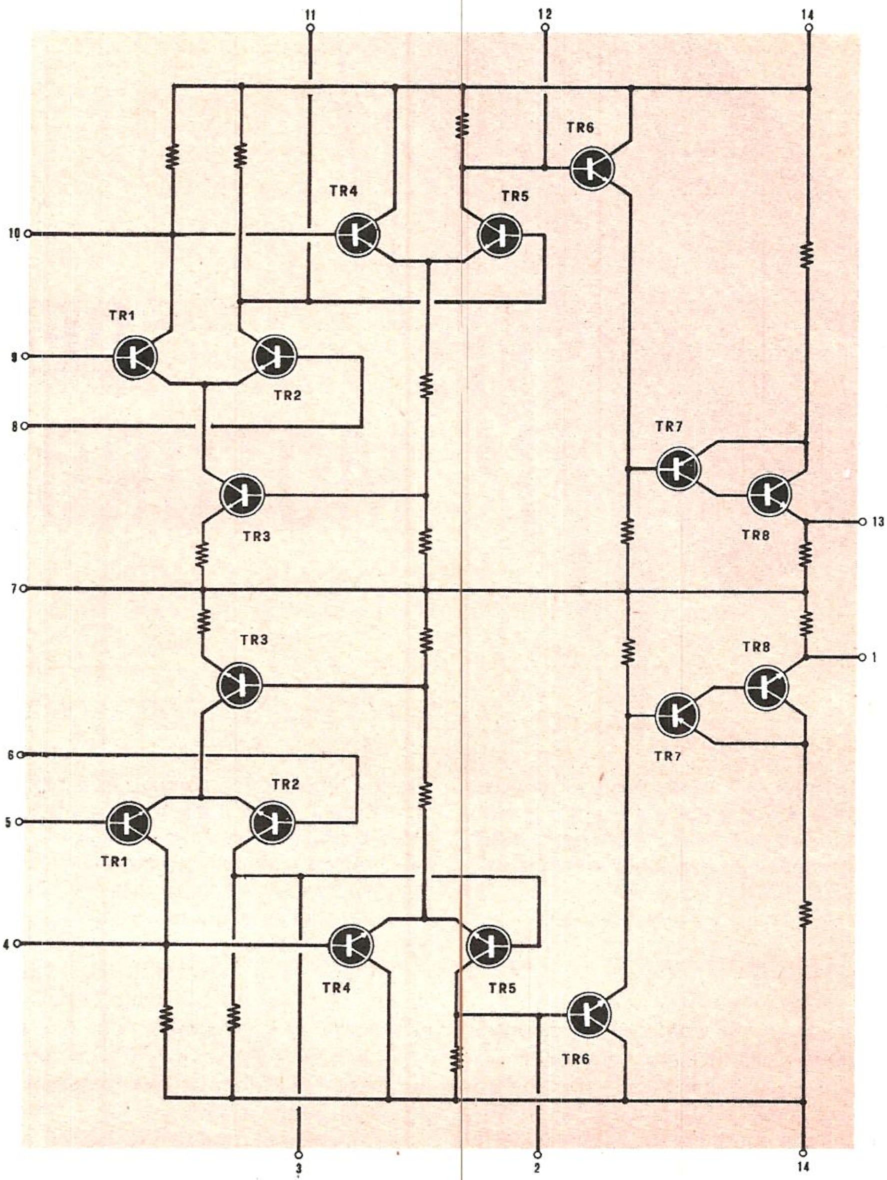
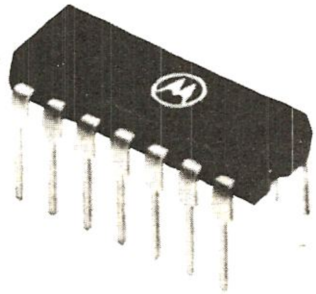


Fig. 1 In figura appare il circuito integrato MC 1302P completo di tutti i componenti di cui si avvale. Come potete constatare esso è formato da due parti separate, ma perfettamente uguali, ognuna fornita dei propri terminali di utilizzazione. Nei punti 10-11-12 (e corrispettivamente nei 2-3-4) vanno inseriti i circuiti esterni di compensazione in frequenza.



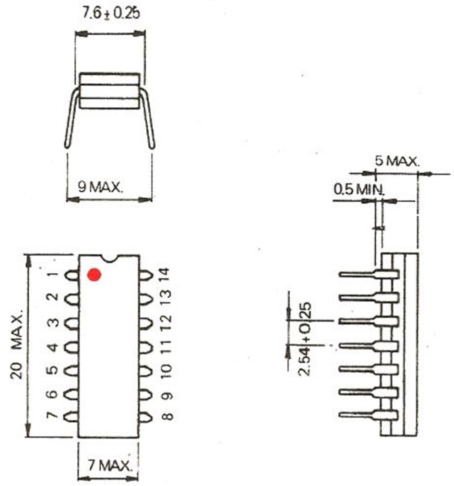


Fig. 2 Esternamente l'integrato MC1302P si presenta sotto forma di un parallelepidedo provvisto di 14 piedini di utilizzazione che vengono numerati a partire dal punto di colore che contraddistingue il terminale n. 1. Il nostro disegno riporta esattamente le proporzioni dell'integrato con dimensioni maggiorate, rispetto alla realtà.

Inserendolo invece sui piedini 6 e 8 il segnale d'uscita risulterà invertito di fase rispetto a quello d'entrata quindi questi terminali possono essere utili quando occorre ottenere in uscita un segnale con fase contraria a quella rilevabile in entrata.

Normalmente come entrata si utilizzeranno di solito i piedini 5 e 9 mentre gli altri due piedini, i nn. 6 e 8 risulteranno utili, come vedremo in seguito, per controreazionare il preamplificatore in modo da ottenere una risposta in frequenza molto lineare e priva di distorsione. Tornando al nostro circuito elettrico vedremo che il segnale, amplificato dai due transistor TR1 e TR2, verrà applicato alla base del transistor TR5 che costituisce realmente il secondo stadio amplificatore in quanto il transistor TR4 è utilizzato praticamente solo per assicurare un equilibrio perfetto in riflesso alla simmetria dello stadio amplificatore d'entrata.

Noteremo che questi due transistor sono collegati con i terminali dell'integrato contrassegnati dai numeri 4-3-2 (e rispettivamente 10-11-12) che verranno utilizzati per applicare al circuito i filtri di compensazione.

Troviamo quindi il transistor TR6 che è collegato all'insieme complesso formato dai due transistor finali TR7-TR8.

Questo integrato è pure provvisto di una efficace protezione contro i cortocircuiti che potrebbero eventualmente verificarsi sui terminali d'uscita.

Il guadagno in tensione, in dipendenza dei vari circuiti in cui possiamo inserirlo, si aggira su valori che vanno da un minimo di 30 dB ad un massimo di 60 dB con una uscita efficace variabile dai 1,1 volt fino a 2,2 volt; esso dipende in maniera esclusiva dal circuito di controreazione esterno, come spiegheremo in seguito.

La temperatura massima sopportabile dal MC 1302P si aggira sui 75°C. In fig. 2 vi abbiamo presentato l'involucro dell'integrato visto dal lato superiore ed ingrandito esattamente due volte e mezzo rispetto dalle dimensioni reali, fornito inoltre di tutti i terminali di utilizzazione (sono ben 14) che vanno conteggiati a partire da un indice di riferimento che designa il lato dal quale iniziare la numerazione.

Inoltre, per evitare che possano insorgere anche le più piccole perplessità sul collegamento esterno dei vari terminali, un punto di colore indica precisamente quale è il piedino n. 1 ed, a partire da questo sarà molto facile individuare tutti gli altri.

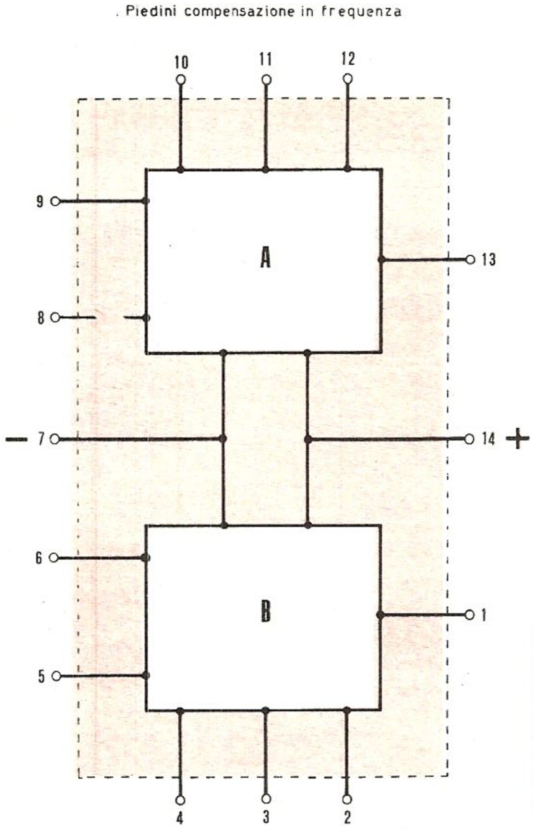
La fig. 3, che rappresenta la disposizione pratica dei due circuiti all'interno dell'involucro contenitore, serve per identificare quali terminali debbono essere riferiti ad un circuito e quali all'altro, questo tanto per assicurarvi visivamente di quanto abbiamo prima affermato solo con parole.

SCHEMI DI MONTAGGIO

Noi abbiamo finora assicurato che si possono effettuare montaggi con curve di risposta diverse a seconda del circuito di controreazione applicato esternamente.

Prima di trattare di particolari sistemi di montaggio in funzione della banda passante, spiegheremo come va utilizzato l'integrato MC1302P per una normale realizzazione stereo.

Il circuito elettrico del montaggio completo di tutti i componenti esterni è quello raffigurato in fig. 4.



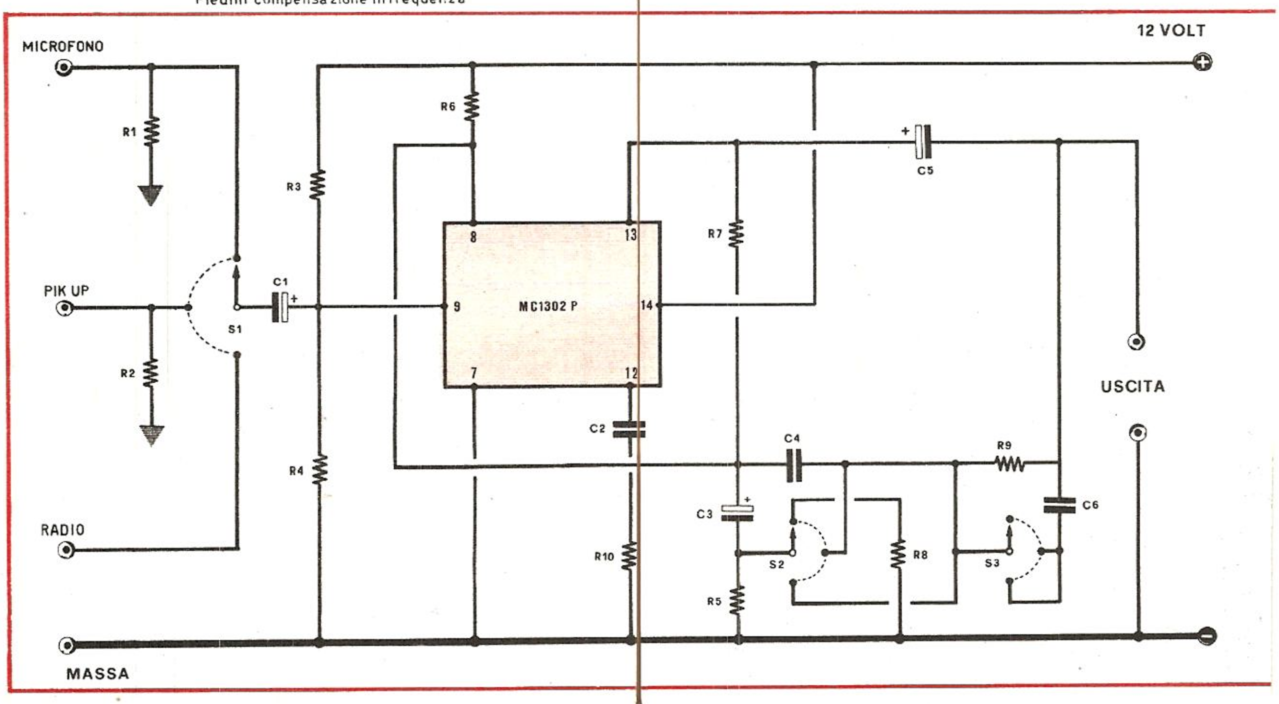
Come faremo anche in seguito, abbiamo tenuto calcolo solamente di un canale ed è evidente che i numeri indicati in ROSSO andranno poi collegati nello stesso modo delle corrispondenti uscite del canale che abbiamo preso come esempio.

In questo circuito come alimentazione viene richiesta una tensione di 12 volt ottenibili, come solito, o da una batteria (o serie di pile) oppure, meglio, da un alimentatore stabilizzato. Il segnale viene applicato al terminale d'entrata contrassegnato con il n. 9 e la polarizzazione della base di TR1 si ottiene tramite il partitore resistivo formato dalle due resistenze R3-R4 mentre la seconda entrata (quella del piedino n. 8), che si trova polarizzata dalla resistenza R6, viene sfruttata per inserirvi il segnale di controreazione prelevato direttamente dall'uscita n. 13 tramite la resistenza R7.

Con questo circuito l'impedenza d'entrata si mantiene sull'ordine dei 390.000 ohm.

Inoltre in esso sono previste anche tre entrate

Fig. 3 La disposizione dei due circuiti che compongono l'integrato all'interno del contenitore di plastica è praticamente quella che appare in figura. Da notare la simmetria perfetta delle entrate, dei terminali sui quali vanno inseriti i circuiti di compensazione, delle uscite e dell'alimentazione.



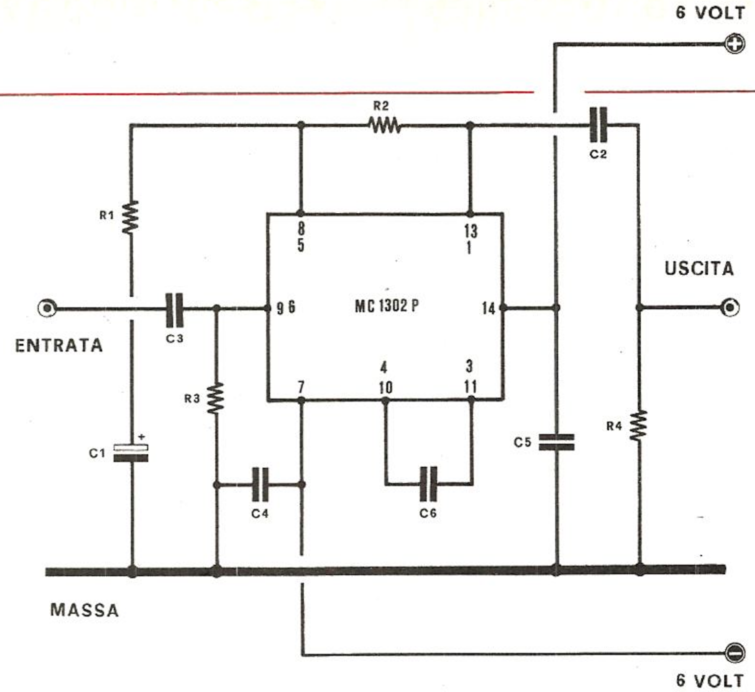


Fig. 5 Componenti

R1 = 200 ohm
R2 = 220.000 ohm
R3 = 47.000 ohm
R4 = 10.000 ohm
C1 = 100 microF. 15 V/l elettrol.
C2 = 1 microF.
C3 = 100.000 pF
C4 = 4.700 pF
C5 = 100.000 pF
C6 = 1 microF.
Alimentazione differenziata a 6 e -6 volt

Fig. 4 Componenti

R1 100.000 ohm
R2 56.000 ohm
R3 560.000 ohm
R4 1,2 Megaohm
R5 = 1.500 ohm
R6 = 1 Megaohm
R7 = 680.000 ohm
R8 = 1.200 ohm
R9 = 56.000 ohm
C1 = 5 microF. 15/1 elettrol.
C2 = 25 microF. 15 V/l elettrol.
C3 = 4.700 pF
C4 = 5.600 pF
C5 = 1 microF. 15 V/l elettrol.
S1-S2-S3 = commutatore a 3 posizioni 3 vie
Alimentazione = 12 Volt

separate, commutabili attraverso il triplo commutatore indicato con le sigle S1-S2-S3, provviste ciascuna di un proprio filtro e circuito correttore di risposta che viene inserito nel circuito a seconda della posizione MICRO-FONO-RADIO, e che serve a modificare l'amplificazione e la controreazione per adattarla al circuito d'ingresso. Ad esempio nella presa MICRO si ha un guadagno totale di 30 dB, in quella FONO di circa 40 dB ed in quella RADIO di circa 30 dB.

Occorre notare che questo montaggio è anche provvisto di « antirumble » ottenuto dal condensatore elettrolitico C3 che attenua in maniera efficace tutte le frequenze inferiori agli 8-10 hertz.

Infine il condensatore C2 e la resistenza R10 che troviamo inseriti tra il piedino n. 12 e la massa, risultano molto utili per assicurare un corretto funzionamento della controreazione ed una ottima stabilità del preamplificatore alle frequenze più elevate.

Come ultima cosa viene da considerare la efficace disposizione di tutti i commutatori che funzionano a potenziale nullo per cui vengono ad essere eliminati quei fastidiosi « clic » sonori che si creano quando viene operata qualche commutazione.

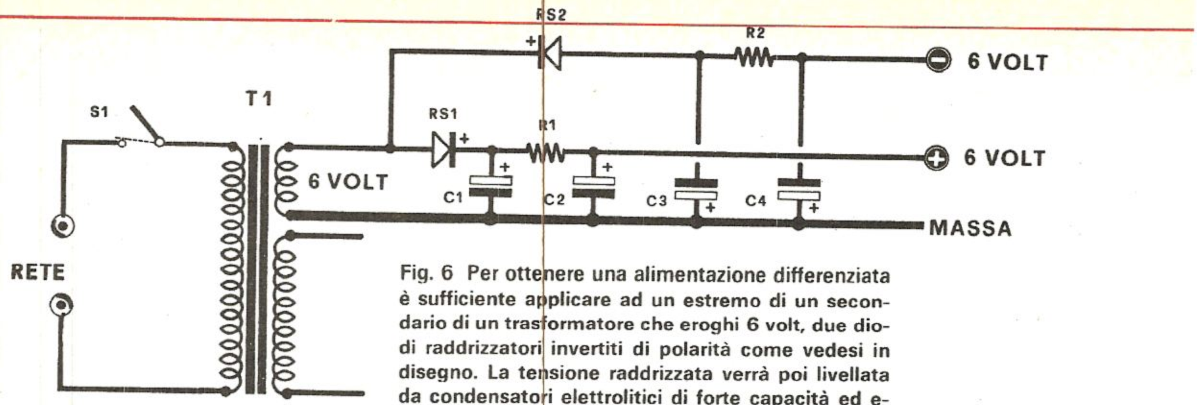


Fig. 6 Per ottenere una alimentazione differenziata è sufficiente applicare ad un estremo di un secondario di un trasformatore che eroghi 6 volt, due diodi raddrizzatori invertiti di polarità come vedesi in disegno. La tensione raddrizzata verrà poi livellata da condensatori elettrolitici di forte capacità ed eventualmente stabilizzata con due diodi zener. L'estremo dell'avvolgimento secondario costituirà la massa del circuito.

Le caratteristiche d'impiego di questo montaggio lineare si possono riassumere in quelle che appaiono descritte nella tabella seguente:

CARATTERISTICHE DEL MONTAGGIO LINEARE

Guadagno in tensione a 1 KHz = 30-56 dB
Tensione di uscita massima = 2 volt
Rapporto segnale/rumore a 1 volt = 52 dB
Distorsione armonica a 1 KHz e 1 volt = 0,5%

MONTAGGIO STANDARD

In fig. 5 vi presentiamo un altro circuito d'impiego dell'integrato MC1302P che, in un certo qual senso, puó essere considerato la versione più semplificata del precedente.

Le caratteristiche di funzionamento riscontrate sono le seguenti:

Guadagno in tensione a 1 KHz = 59 dB
Tensione in uscita massima = 1,7 volt efficaci
Rapporto segnale/rumore a 1 volt = 52 dB
Distorsione armonica a 1 KHz e 1 volt = 0,6%

Questo montaggio è in grado di fornire una curva di risposta lineare da 30 Hz fino a 15.000 Hz con un guadagno che si avvicina ad un massimo di 60 dB.

Il segnale di BF viene sempre inserito sul piedino n. 9 tramite un condensatore di forte capacità (C3) e la base del transistor TR1 viene polarizzata tramite la resistenza R3 che ha un valore di 47.000 ohm.

Il circuito di controreazione comprende la resistenza R2, che troviamo inserita tra il terminale d'uscita n. 13 e quello d'entrata n. 8.

Il condensatore C1, anch'esso di capacità piut-

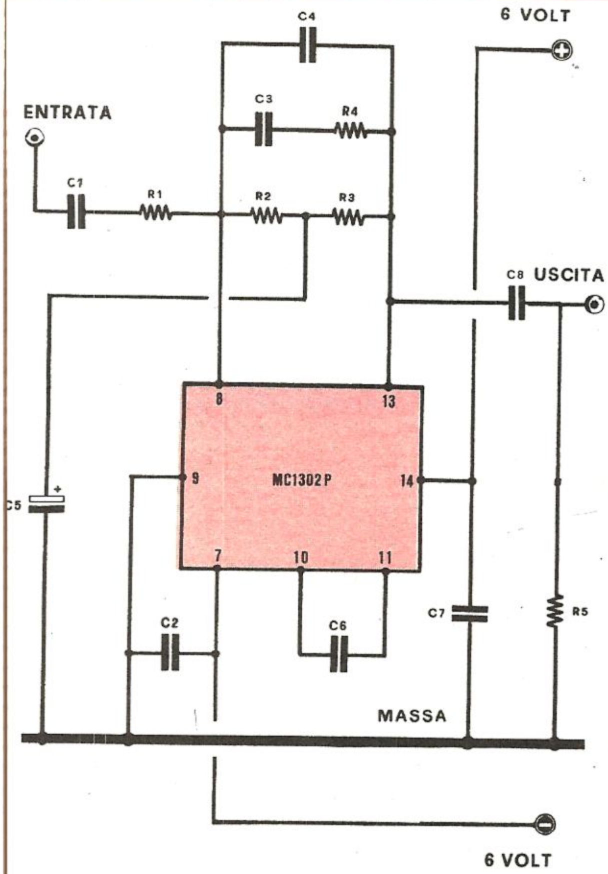


Fig. 7 Componenti

R1	47.000 ohm	C3	39 pF
R2	47.000 ohm	C4	10 pF
R3	150.000 ohm	C5	100 microF. 12 V/l elettrol.
R4	7,5 Megaohm	C6	47.000 pF
R5	10.000 ohm	C7	100.000 pF
C1	1 microF. ceram.	C8	1 microF. ceram.
C2	100.000 pF	Alimentazione differenziata a 6 e -6 volt	

R1	390 ohm
R2	390 ohm
C1	1.000 microF. 12 volt elettrol.
C2	1.000 microF. 12 volt elettrol.
C3	1.000 microF. 12 volt elettrol.
C4	1.000 microF. 12 volt elettrol.
RS1	raddrizzatore al silicio tipo BA100 o similari
RS2	raddrizzatore al silicio tipo BA100 o similari
T1	trasformatore con primario a rete e secondario a 6 volt
S1	interruttore di rete

tosto elevata, che va a massa assieme alla resistenza R1, serve ad evitare che l'entrata n. 8 si trovi collegata alla massa per la tensione continua ed il suo valore elevato è stato scelto perché non intervenga in pratica sul tasso di controreazione alle frequenze di BF.

Il guadagno è dato, come di solito con un circuito come questo, dal rapporto delle resistenze R1:R2 rapporto che nel caso presente è di 220.000 : 200 = 1.000 e che corrisponde all'incirca ad un guadagno di 60 dB.

La differenza tra il guadagno realmente riscontrato e quello teorico, differenza che in definitiva è appena rilevabile, è dovuta principalmente alla tolleranza costruttiva delle resistenze impiegate.

Il segnale amplificato lo si preleva dal terminale n. 13 tràmite il condensatore C2 e viene applicato alla boccola « uscita » sulla quale è presente la resistenza di carico R4.

Questa resistenza potrebbe essere rimpiazzata da un potenziometro da 10.000 ohm che funzionerebbe anche per il controllo di volume.

Il guadagno alle frequenze più basse è determinato dal valore del condensatore d'entrata C3 e da quello d'uscita C2; quello delle frequenze elevate è legato al valore del condensatore C6 che collega i terminali n. 10 e n. 11.

Quest'ultimo condensatore, oltre a correggere la curva di risposta alle frequenze più alte serve anche per impedire eventuali inneschi di BF.

Usando per C6 un condensatore da 4.700 pF si ottiene una curva di risposta lineare da 30 Hz fino ad un massimo di 15.000 Hz.

Volendo si potrebbe anche allargare la banda passante riducendo il valore di tale condensatore, ma si verrebbe peró a sacrificare il guadagno nelle frequenze più basse.

Questo preamplificatore richiede per la sua alimentazione una tensione differenziata, cioè 6 volt negativi da applicare al terminale n. 7 e 6 volt positivi da inserire al piedino n. 14. Lo schema di un alimentatore adatto è molto semplice.

Come si puó notare in fig. 6, nella quale appare lo schema di questo alimentatore, è sufficiente che il trasformatore di alimentazione risulti provvisto di un avvolgimento secondario che sia in grado di erogare 6 volt.

Su questo occorrerà applicare, come vedesi in figura, due raddrizzatori al silicio disposti in modo che uno raddrizzi le semionde positive e l'altro le negative.

L'altro terminale dell'avvolgimento secondario costituirà il filo di massa che andrà poi collegato alla massa del circuito.

Usando una alimentazione differenziata è necessario che sui terminali 7 e 14 del circuito integrato risulti presente un condensatore per polo di alimentazione (i C4 e C5 della fig. 5) per disaccoppiare rispetto alla massa le due tensioni di alimentazione.

MONTAGGIO R.I.A.A.

Il montaggio base per ottenere una curva di risposta normalizzata R.I.A.A. è quello di cui in fig. 7 appare il circuito elettrico e differisce fondamentalmente da quello che abbiamo presentato in precedenza, come potete constatare, perché in questo schema il segnale viene inserito sul piedino n. 8 (che corrisponde alla base di TR2) anziché sul piedino n. 9 che invece risulta collegato direttamente a massa.

Il circuito di controreazione, formato da una cellula a « T » comprendente i componenti R2-R3-C5, anche se più complesso del precedente, risulta sempre collegato tra il piedino 13 ed il piedino 8.

Il guadagno di questo preamplificatore si aggira sui 40 dB a causa dell'attenuazione apportata dall'inserimento del circuito correttore sulle frequenze più elevate per cui la tensione efficace in uscita si riduce a circa 1,5 volt.

CARATTERISTICHE DEL MONTAGGIO R.I.A.A.

Guadagno in tensione a 1 KHz = 40 dB
Tensione di uscita massima = 1,5 volt eff.
Rapporto segnale/rumore a 1 volt = 48 dB
Distorsione armonica a 1 KHz e 1 volt = 0,6%

La restante parte del circuito necessario al funzionamento dell'integrato con le caratteristiche che abbiamo enunciato è quasi perfettamente analoga a quella del precedente circuito, tolto il valore del condensatore di compensazione C6, che collega i piedini n. 10 e 11, che in questo montaggio passa da 4.700 pF fino a 47.000 pF.

Anche per questo circuito è richiesta una alimentazione differenziata come quella che abbiamo presentato in fig. 6.

un CONTAGIRI ad IMPULSI

Un contagiri per auto puó essere realizzato con sistemi molto semplici, come quello, per esempio, adottato dal sign. Benedetti Francesco ed apparso sulla rubrica dei « Progetti in sintonia » del n. 6 di Nuova Elettronica.

Esso comprendeva l'utilizzazione di un solo transistor e, nel complesso, mi è parso un progetto abbastanza efficiente nella sua semplicità, comunque è risaputo che più semplice è lo schema, maggiori sono le tolleranze di lettura, e ció non è molto producente specialmente nel caso come questo di un progetto che sarebbe necessario avesse maggiore precisione.

Quindi se si desidera qualcosa di più perfezionato occorrerà allungare un po' di più la lista dei componenti; avremo allora un costo superiore ma anche il vantaggio di una maggiore precisione.

A conclusione, se avete l'intenzione di montare sulla vostra auto un contagiri elettronico che possa veramente essere degno di questo appellativo vi consiglio il progetto che io stesso ho sperimentato ed il cui schema elettrico è visibile in fig. 1.

Il funzionamento del complesso è abbastanza semplice e sarà utile parlarne un po'.

Gli impulsi provenienti dalle puntine hanno una frequenza di ripetizione che è direttamente proporzionale al numero dei giri del motore.

Tuttavia questi impulsi hanno ampiezza e durata estremamente variabili quindi su di essi non si puó fare certo alcun affidamento: pertanto diviene quindi necessario realizzare un circuito che risulti insensibile alle variazioni di ampiezza e di di potenza degli impulsi di comando in arrivo.

Queste due condizioni vengono realizzate puntualmente dal circuito che vi propongo e che misura esattamente la frequenza degli impulsi e NON risente delle variazioni di ampiezza e di durata di questi ultimi.

Vediamo come ció avviene.

La resistenza R1 ed il condensatore C1 formano un filtro di passa basso che elimina le oscillazioni ad alta frequenza contenute negli impulsi in arrivo; ció è come dire che questo filtro elimina le extra tensioni che hanno picchi rapidissimi, quindi ad alta frequenza.

Lo Zener DZ1 permette l'ingresso solo ad impulsi di ampiezza superiore ai 5,6 volt (tensione di zener), questo allo scopo di evitare che il circuito possa essere eccitato anche da impulsi di ampiezza molto piccola che potrebbero essere originati da altri organi e non dalla apertura e chiusura delle puntine come si vorrebbe.

Il circuito formato da R1-R2-DZ1 assolve pertanto allo scopo di far giungere alla base di TR1 solo segnali superiori ad un certo livello e nel medesimo tempo di eliminare i picchi troppo elevati degli impulsi di comando.

TR1 funziona da amplificatore e sul suo collettore gli impulsi si ritrovano amplificati e squadrati.

Segue quindi un circuito a cui spetta il compito di eliminare gli impulsi negativi che non servirebbero a comandare TR2 e ne disturberebbero il regolare funzionamento; inoltre la rete serve anche da « differenziatore », riduce cioè la durata dell'impulso rendendolo molto breve.

Gli impulsi positivi di breve durata così ottenuti vengono quindi applicati alla base di TR2 in modo da comandare il circuito formato dallo stesso TR2 e da TR3 che rappresenta per così dire il cuore del complesso.

TR2 e TR3 risultano montati in un originale circuito a metà tra un multivibratore monostabile ed un TRIGGER di SCHMITT ed il funzionamento è il seguente.

In assenza di segnale applicato in ingresso il transistor TR1 si trova in interdizione mentre TR3 si trova in saturazione tramite la resistenza di polarizzazione R9 ed il diodo DS3; quando alla base vi giunge un impulso, non importa di quale ampiezza o di quale durata, purché sia sufficiente a portare in conduzione il transistor, in TR2 comincia a scorrere corrente.

Conseguentemente si ha sul collettore un impulso negativo che, tramite il condensatore C6, viene applicato alla base di TR3 che pertanto smette di condurre.

TR3 peró è anche collegato a TR2 tramite un circuito di reazione positiva e precisamente formato dalla resistenza R10 e dalla resistenza di emettitore R11 per cui, anche se TR3 è passato

per la vostra auto



(Sign. Pagani Antonio Bologna)

Installando questo contagiri potrete continuamente controllare che il vostro motore si trovi sempre nelle sue migliori condizioni di funzionamento, cioè con esso saprete quando è il caso di cambiare marcia, innestandone una più bassa se il vostro motore appare troppo sotto sforzo oppure una più alta nel caso tenda ad andare in fuorigiri.

in interdizione pur tuttavia mantiene sempre TR2 in conduzione anche se viene a mancare l'impulso di comando.

Per rendersi conto ancora meglio di questo fatto basti pensare che quando TR3 è interdetto, sul suo collettore vi sono lo stesso circa 9 volt che vengono tutti applicati alla base di TR1, tramite R10, il quale va in conduzione.

La situazione in cui viene a trovarsi TR3 non puó peró prolungarsi a lungo, ma solo fino a quando il condensatore C6 non si sia caricato: infatti quando C6 è carico, tutto torna rapidamente alle condizioni iniziali.

Cosa abbiamo ottenuto con questo circuito?

Abbiamo ottenuto che ogni volta che viene applicato un impulso di comando il transistor TR2 comincia a condurre e rimane in conduzione per un tempo fisso dipendente dalla costante di carica del condensatore C6.

In questo modo non ha più importanza la larghezza dell'impulso proveniente dalle puntine né la relativa sua ampiezza.

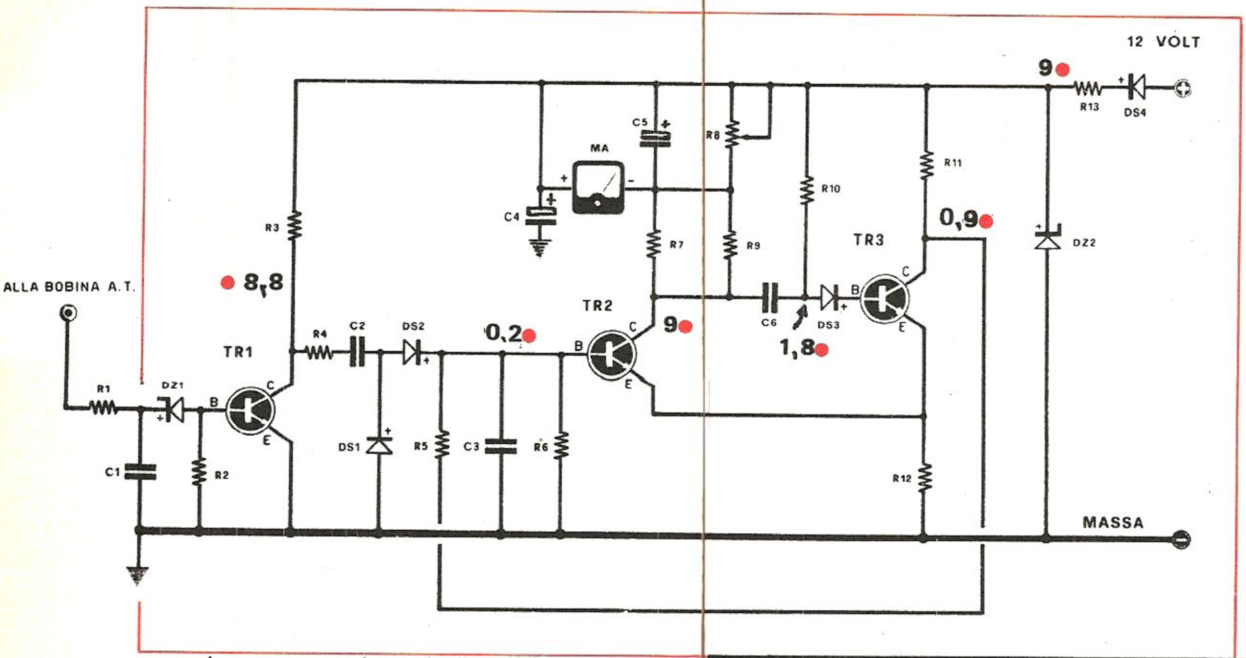
Il milliamperometro inserito sul circuito di collettore di TR2 segna il valore medio della corrente circolante in TR2 stesso: pertanto più saranno frequenti gli impulsi di corrente circolanti in questo transistor (gli impulsi hanno rigorosamente stessa durata ed ampiezza), tanto più grande è l'elongazione dell'indice dello strumento che sarà proporzionale al numero dei giri.

I transistor impiegati in questo progetto sono tutti degli NPN al silicio e possono essere scelti tra i tipi 2N1711-21613-BFY34 della Siemens; eventualmente si possono impiegare anche altri tipi di transistor a patto naturalmente di modificare il valore delle resistenze di polarizzazione in maniera da ottenere le tensioni di funzionamento che appaiono indicate nello schema elettrico di fig. 1.

Come strumento di lettura andrà impiegato un milliamperometro con 500 microampere fondo scala, ma nei casi che il contagiri servisse per un motore a 2 cilindri sarà opportuno scegliere uno strumento da 100 microampere fondo scala per poter ottenere al massimo dei giri la completa elongazione della lancetta.

REALIZZAZIONE PRATICA

Questo progetto, anche se puó essere realizzato con un normale cablaggio a filo, diventa di più facile costruzione se montato su circuito stampato e ció non solamente per una indiscutibile migliore presentazione estetica, col vantaggio di poterlo fissare alla carrozzeria senza tanti problemi, ma più che altro anche perché i meno



esperti possano accingersi alla realizzazione, sicuri anch'essi di non andare incontro a delle incognite.

Nella figura 2 ho provveduto quindi a disegnarvi il circuito stampato visibile dal lato rame e nelle dimensioni con le quali deve essere riportato sul rame.

In fig. 3 è invece visibile il disegno del montaggio completo di tutti i componenti come debbono essere sistemati sulla basetta negli appositi fori e con i giusti collegamenti.

Una volta ultimate le saldature sarà utile controllare con un voltmetro se le tensioni presentate sullo schema elettrico che corrispondono esattamente a quelle da me riscontrate sul mio prototipo, sono proprio quelle che voi potete misurare sul vostro montaggio, comunque premetto che piccole variazioni non pregiudicano minimamente il corretto funzionamento dell'apparecchio.

Il collaudo pratico è molto semplice: sui terminali indicati nel disegno, e tra i quali andrà inserito lo strumento indicatore, collegate quindi il milliamperometro o, se provvisoriamente non ne siete in possesso, il vostro tester rispettando naturalmente la polarità dei puntali.

Per alimentare il contagiri collegate a massa la pista di rame contrassegnata con il segno negativo mentre il terminale positivo va collegato in una presa del cruscotto in modo che togliendo la chiavetta di accensione l'alimentazione venga ad essere eliminata anche dal contagiri per evitare che

Fig. 1

R 1 = 10.000 ohm
R 2 = 2.200 ohm
R 3 = 10.000 ohm
R 4 = 3.900 ohm
R 5 = 68.000 ohm
R 6 = 33.000 ohm
R 7 = 12.000 ohm
R 8 = 5.000 trimmer ohm
R 9 = 10.000 ohm
R10 = 180.000 ohm
R11 = 10.000 ohm
R12 = 1.000 ohm
R13 = 470 ohm
C1 = 22.000 pF
C2 = 6.800 pF
C3 = 6.800 pF
C4 = 200 μF 15 Volt elettrol.
C5 = 200 μF 15 Volt elettrol.
C6 = 33.000 pF 250 VL.
DZ1 BZY88 da 5,6 volt diodo Zener
DZ2 BZY88 da 8,2 volt diodo Zener
DS1-DS2-DS3 diodi al silicio tipo 1N914 oppure BAY72
DS4 Diodo tipo BY114 oppure BY126 o similari
TR1 transistor NPN tipo 2N1711 o equivalenti
TR2 transistor NPN tipo2N1711 o equivalenti
TR3 transistor NPN tipo 2N1711 o equivalenti
MA strumento milliamperometrico da 500 microampere (o 100)
Alimentazione a 12 volt
Tutte le resistenze son a 1/4 di Watt.

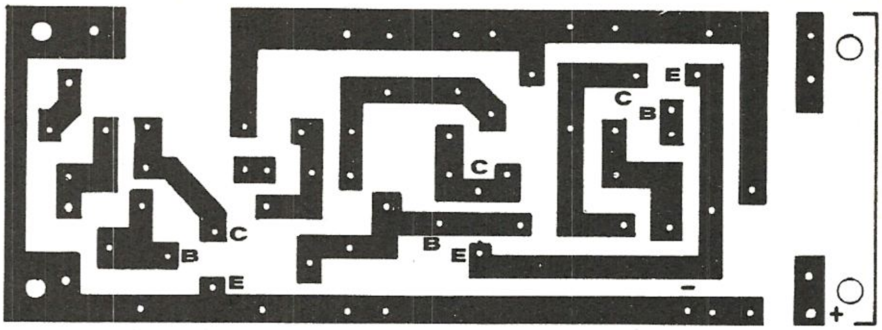


Fig. 2 In figura è disegnato il circuito stampato in grandezza naturale come deve essere riportato sul lato rame di una basetta. Volendo tale circuito puó essere richiesto alla nostra redazione al prezzo di lire 400 + spese postali.

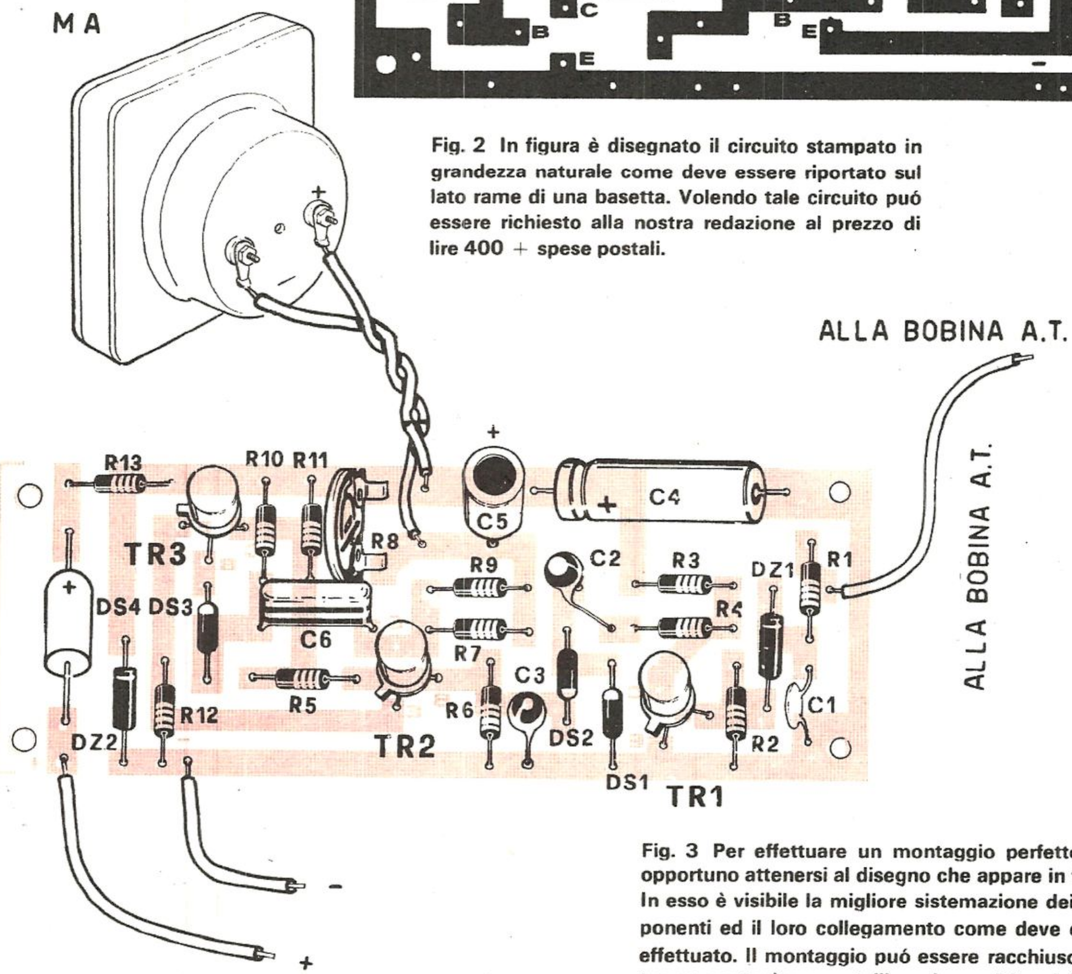


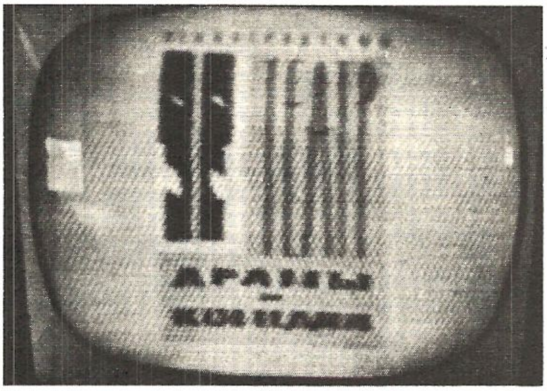
Fig. 3 Per effettuare un montaggio perfetto sarà opportuno attenersi al disegno che appare in figura. In esso è visibile la migliore sistemazione dei componenti ed il loro collegamento come deve essere effettuato. Il montaggio puó essere racchiuso dentro un contenitore metallico che andrà poi fissato alla carrozzeria.

esso risulti sempre sotto tensione, anche ad auto ferma.

Per controllare il funzionamento dello strumento non dovete fare altro che mettere in moto il motore ed accelerare lentamente fino a raggiungere il massimo dei giri che corrisponderà al fondo scala dello strumento.

Se a tutto gas la lancetta tenderà ad andare oltre il fondo scala, potete ritoccare la sensibilità dello strumento agendo sul trimmer R8 che sarà utile anche per tarare il contagiri in modo che il numero dei giri corrispondano alle graduazioni della scala parlante.

Visto l'interesse del progetto che pensiamo possa essere preso in considerazione da molti dei nostri lettori abbiamo pensato, sempre per facilitarvi nella realizzazione, di approntare una serie di circuiti stampati che possono essere richiesti alla nostra redazione al prezzo di lire 400 + spese postali.





le TV ESTERE si captano con un semplice CONVERTITORE

Se abbiamo dovuto ritornare sull'argomento delle TV estere è stato perché voi lettori, ci avete completamente sommersi con una valanga di lettere, alle quali, anche armandoci della più buona volontà possibile, non saremo mai in grado di rispondere singolarmente senza grave sovvertimento nella programmazione del nostro lavoro.

Infatti calcolando anche una media molto limitata di 15 minuti per ogni lettera e considerando che ogni giorno comprende un massimo di una decina di ore lavorative, ci troveremmo con un passivo di 24 giorni impiegati solamente a scrivere risposte, cosa che, dati gli impegni che abbiamo, non è possibile, anche nel vostro interesse di lettori. Abbiamo quindi cercato di raggruppare tutte le richieste e di dare delle risposte globali nelle quali ogni lettore troverà quello che interessa il suo particolare quesito sperando con questo che voi ci perdoniate il nostro modo di agire purtroppo obbligato dalle circostanze. Approfittiamo della circostanza per ringraziare caldamente tutti coloro che ci hanno inviato fotografie di TV estere captate dopo aver installato il nostro convertitore e ci scusiamo per non poterle pubblicare (sono tante infatti) se non vogliamo che la nostra, o più ancora la vostra, rivista diventi un album fotografico più che una trattazione di progetti di elettronica. Iniziamo quindi la nostra discussione cercando di risolvere uno ad uno tutti i problemi che potete aver incontrato e che chiaramente, in un certo senso, rappresentano le uniche difficoltà inerenti alla nostra realizzazione.

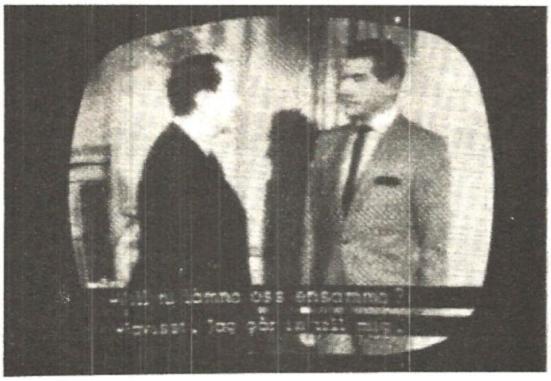
Torniamo a ripetere che il sistema da noi adottato non è altro che un normale gruppo convertitore per TV che noi ci siamo fatti costruire appositamente ed al quale abbiamo apportato delle necessarie modifiche.

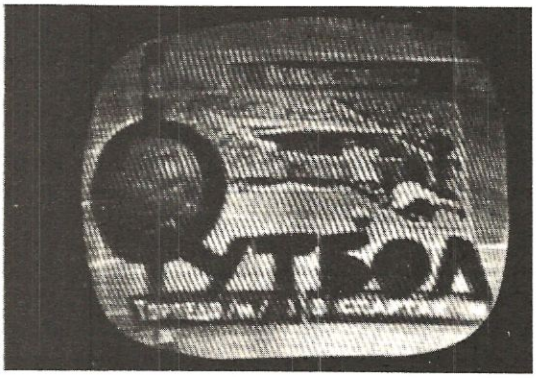
Innanzitutto cominciamo col dire che la Media Frequenza di un consueto gruppo VHF risulta accordata sulla frequenza di 40,25/40,75 MHz per cui utilizzando un tale complesso senza voler apportare alcuna modifica all'apparecchio TV, sarebbe necessario dissaldare dal televisore il gruppo preesistente ed inserire al suo posto, esternamente, il nuovo gruppo.

Tutto questo avrebbe comportato una consistente manomissione al vostro apparecchio televisivo, cosa che non tutti sono molto propensi a fare, non tanto per incapacità tecnica quanto per evitare immancabili, e forse anche pesanti, discussioni familiari

Per questo specifico motivo si è pensato di far costruire un gruppo TV-VHF con una media frequenza non più accordata sui 40/45 MHz ma piuttosto sui 52,5/59,5 MHz che è la frequenza del canale A di cui tutti i televisori sono provvisti.

Sul n. 3 di Nuova Elettronica avevamo presentato un convertitore, applicabile a qualsiasi televisore, adatto per ricevere le TV estere. Ci sembra doveroso ritornare su questo argomento per dissipare certi dubbi e rispondere con questo articolo alle innumerevoli lettere dei lettori ricevute a tale proposito.





In questa maniera collegando l'uscita del convertitore alla presa VHF dell'apparecchio commutato sul canale A siamo in grado di ricevere, senza bisogno di manovrare il televisore sia internamente che esternamente, sia il canale A che i vari B-C-D-E-F ecc. ruotando semplicemente il selettore del nostro convertitore.

Inoltre, come avrete appreso leggendo l'articolo apparso sul n. 3 di Nuova Elettronica, poiché le frequenze di emissione delle TV estere, non corrispondono esattamente alle frequenze sulle quali vengono tarati i canali italiani, dovremo necessariamente agire sul nucleo della bobina oscillatrice del convertitore, come si nota nella fig. 1, per spostare la frequenza di sintonia di quel tanto necessario allo scopo.

A questo proposito, rispondendo a molti lettori che ci hanno chiesto se era possibile modificare loro stessi la MF di un qualsiasi gruppo TV in modo da portarla dai 40/45 usuali ai 52/59 necessari, confermiamo la possibilità in quanto in molte MF si riesce a modificare la frequenza di sintonia semplicemente agendo sul nucleo e quando la regolazione del nucleo non è sufficiente si puó sempre modificare il numero delle spire ed il valore delle capacità presenti.

Oltre a questo non dobbiamo dimenticare un altro elemento che ha la sua importanza, vale a dire che l'impedenza di uscita di una MF ha un valore abbastanza elevato, mentre è risaputo che la presa di antenna di un qualsiasi televisore presenta una impedenza caratteristica di 75 oppure 300 ohm (in riferimento al fatto che i cavi di discesa hanno appunto queste impedenze caratteristiche) quindi diventa necessario applicare all'uscita delle MF un trasformatore adattatore d'impedenza che appunto porti l'impedenza d'uscita a 300 ohm, mantenendo nel contempo la larghezza di banda di 5,5/6 MHz obbligatoria per la ricezione del video e del suono.

Ci sono stati poi dei lettori che si lamentavano perché non riuscivano a ricevere mai nulla, altri che invece si complimentavano per la facilità con cui riuscivano a captare una infinità di stazioni ed affermavano che per loro rappresentava ormai una normalità il seguire ora un programma spagnolo, ora uno inglese, tedesco, svizzero, portoghese, russo o norvegese.

Perché questa inspiegabile differenza di risultati quando il montaggio è stato fatto obbligatoriamente nella stessa maniera!

A questo proposito giunge opportuno fare qualche distinzione.

Occorre infatti tener presente che vi possono essere delle zone particolarmente favorevoli ed altre invece molto meno, e non solamente que-

sto, ma è d'uopo ricordare anche che la ricezione non avviene per via diretta, ma solamente per riflessione dagli strati alti dell'atmosfera, quindi chiaramente soggetta ed influenzata da fenomeni imprevedibili che variano non solamente da zona a zona, ma anche nella stessa zona da giorno a giorno e da ora ad ora.

Questi fenomeni possono essere prodotti dalle condizioni atmosferiche, dalle diverse stagioni, dall'altezza degli strati ionizzati della stratosfera (ionosfera) che subiscono mutamenti in continuità, e quindi puó accadere che in una determinata zona un ascoltatore riesca a ricevere col suo apparecchio TV una trasmissione norvegese mentre un altro lontano dal primo anche solamente qualche decina di chilometri in quello stesso istante non riesca a ricevere nulla e, dopo qualche ora invece la cosa si ripeti ma con fattori inversi, vale a dire che mentre il primo apparecchio non è più in grado di recepire alcuna immagine, nel secondo invece non vi sia altro che l'imbarazzo della scelta.

Quindi non è sufficiente provare un paio di giorni per poter affermare che non si riceve nulla, ma occorre invece perseverare in prove anche a distanza di qualche giorno ruotando l'antenna e tentando e ritentando senza stancarsi: i risultati sono solamente rimandati.

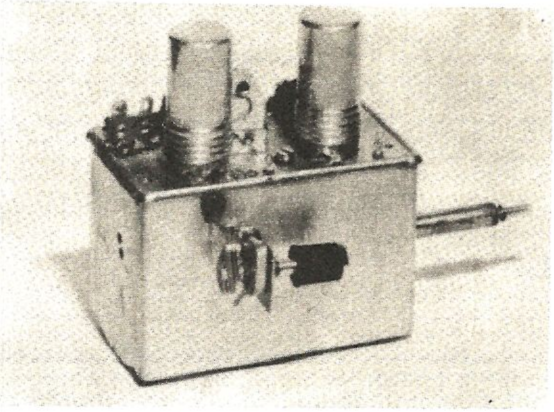
Importante è anche il fattore antenna: cercare, ad esempio, di captare le stazioni del canale A avendo sul tetto un'antenna adatta, come dimensioni, al canale D, o viceversa, sarebbe come dire voler ricevere le emissioni VHF (quelle cioè del primo canale) impiegando l'antenna UHF (quella che asserve il secondo canale).

Se volete fare una prova vi accorgerete che la ricezione dell'immagine, mentre con l'antenna giusta è ottima, con l'antenna non adatta, anche se il segnale è normalmente potente, diventa impossibile o perlomeno molto nebulosa.

Per questo rispondiamo a coloro che ci hanno scritto « la mia zona è servita dal canale G, devo cambiare antenna per ricevere le stazioni estere o posso tentare con la mia? » dicendo che è necessario cambiare antenna perché i fenomeni di riflessione sono molo più pronunciati nei canali A-D-C-D quindi si dovrà esplorare maggiormente questi canali con una antenna adatta.

A questo scopo potete provvedere acquistando un'antenna con 2-3 elementi per ciascuno di questi canali e provarla installandola su di un palo e direzionandola per successivi tentativi.

Se poi non volete sobbarcarvi la spesa di un'antenna potete provvedere da voi costruendovene alcuni tipi con delle comuni piattine da 300 ohm sagomate come visibile in fig. 2 e ricavando le



Il variabile come vedesi nella foto verrà fissato lateralmente al gruppo, con l'aiuto di una squadretta metallica, che andrà rivettata al coperchio, e questo perché usando le viti non risulterà possibile infilare il coperchio al gruppo stesso.

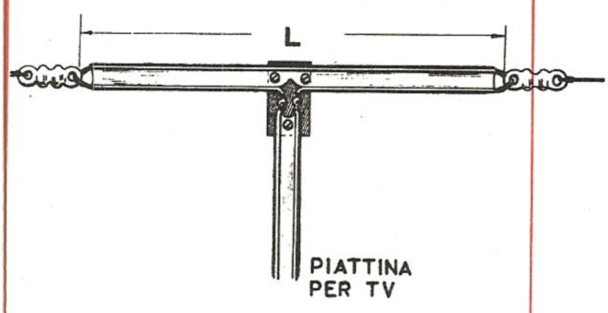
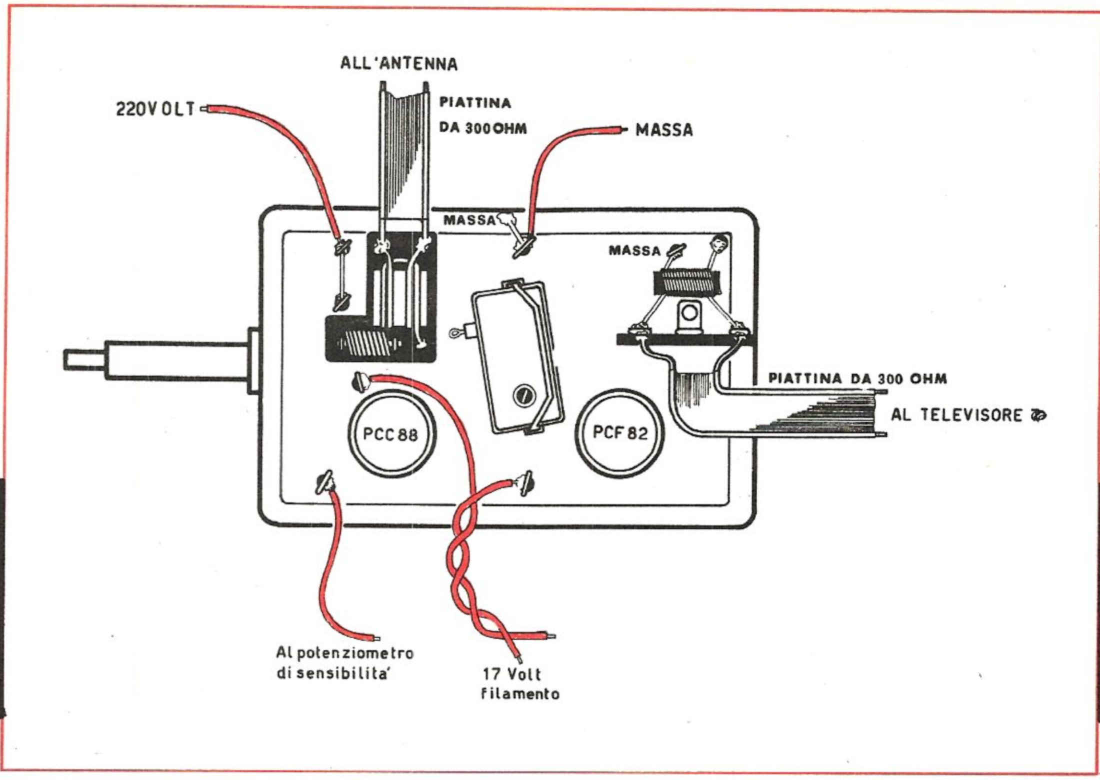
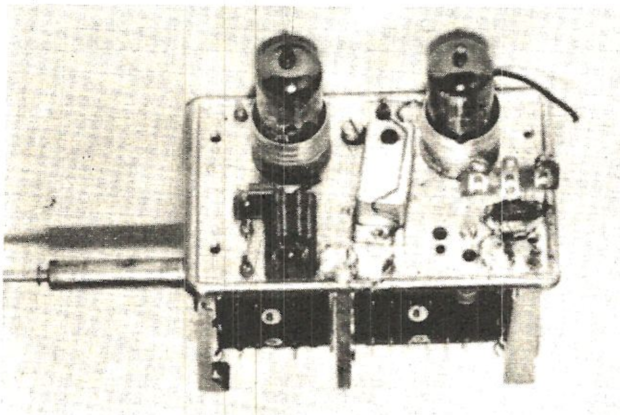


Fig. 2 Se volete evitare la spesa di più antenne a 2 o 3 elementi da installare come prova per i diversi canali, potete usare della normale piattina da 300 ohm per TV.
Ne taglierete diversi spezzoni della lunghezza che appare dal progetto che vi abbiamo riportato nell'articolo ed i capi liberi delle piattine andranno quindi cortocircuitati a due a due, come appare in figura. Nel punto di mezzo delle stesse uno dei fili dei due andrà interrotto ed ai capi liberi verrà collegato il cavo di discesa, anch'esso una piattina da 300 ohm.





Il gruppo visto superiormente. L'uscita del segnale di AF sarà prelevata dai due terminali estremi della basetta visibile a sinistra, tramite uno spezzone di piattina da 300 ohm e collegata alla presa antenna VHF del televisore.

misure di lunghezza dalla frequenza del canale che desiderate ricevere secondo la formula:

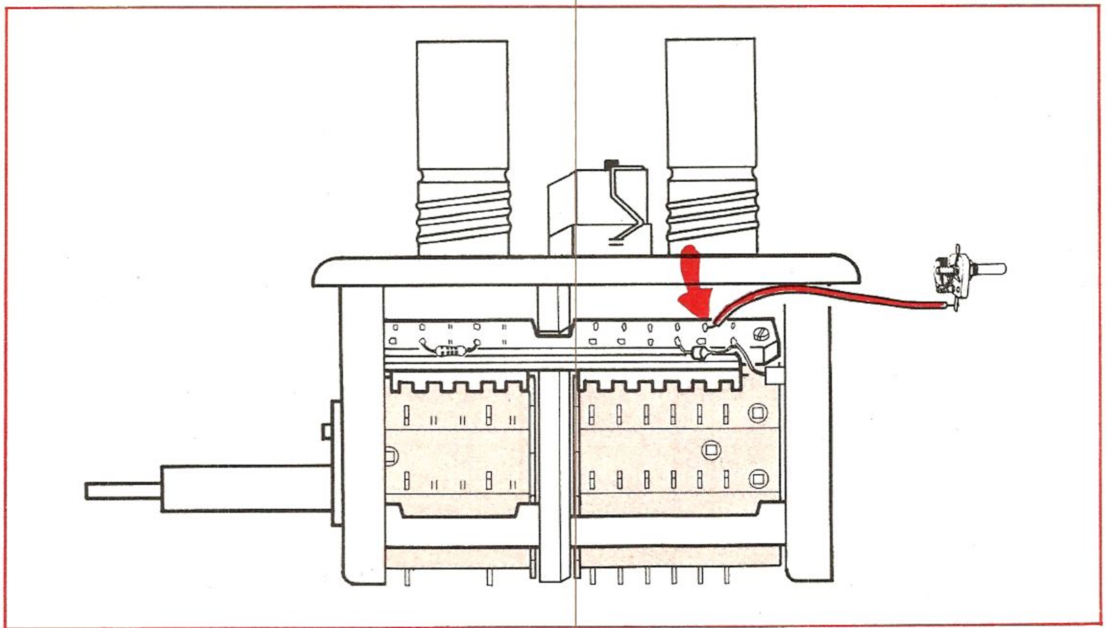
Lunghezza (in cent.) = 141 : frequenza in MegaHz

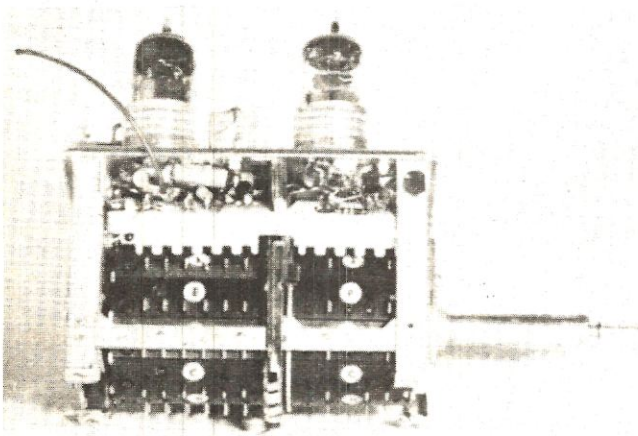
Comunque in linea di massima, per i canali A-B-C-D europei potete avvalervi di queste lunghezze:

Canale A = 280 cm.
Canale B = 240 cm.
Canale C = 220 cm.
Canale D = 80 cm.

Le due estremità della piattina andranno saldate assieme, quindi, al centro, come poi si puó anche dedurre dal disegno di fig. 2, verrà introdotto solamente uno dei fili che compongono la piattina e sui due tronconi andranno saldati gli estremi del cavo di discesa (anch'esso una piattina da 300 ohm uguale a quela impiegata per fare l'antenna).

Il costo di questa realizzazione è irrisorio e, una volta constatato su quale canale si riceve meglio e quale direzionalità la migliore potete sostituire tale antenna di fortuna con una direzionale a 2 o più elementi, sicuri stavolta di fare centro.



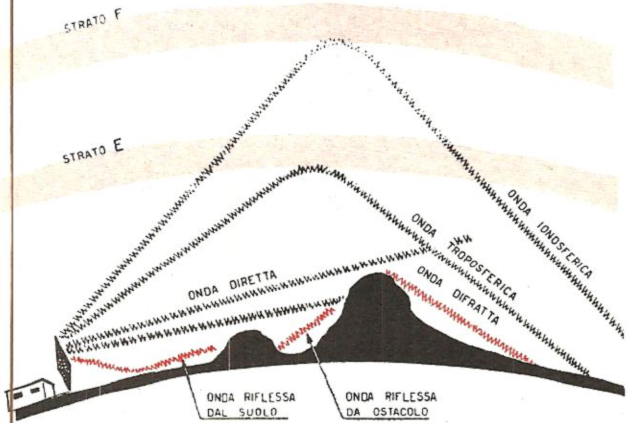


Abbiamo anche lettori che, disponendo nell'appartamento da loro occupato di un impianto di antenna centralizzato, provvisto quindi di un amplificatore adatto per un solo canale, hanno dato la caccia alle TV estere con risultati men che deludenti.

A questi rispondiamo che, essendo l'amplificatore di AF installato adatto ad amplificare solamente uno dei canali, con esso non sarà possibile ricevere anche tutti gli altri perció dovranno installare una linea di discesa separata da quella centralizzata.

Comunque, come abbiamo detto prima, è necessaria solamente un po' di pazienza e di appli-

Il filo che andrà a collegarsi al condensatore variabile esterno verrà saldato sul secondo terminale contando da destra della basetta in ceramica; tale terminale corrisponde al piedino 1 della valvola PCF82, cioè la placca della sezione triodica dello stesso tubo.



La possibilità di ricevere le stazioni estere ci viene data dal fatto che le onde elettromagnetiche quando colpiscono la troposfera e la ionosfera vengono riflesse sulla terra in quantità dipendente dall'angolazione con cui esse incontrano detti strati e dalla intensità degli stessi, intensità che varia a seconda delle condizioni atmosferiche e dagli orari.

cazione per avere quei risultati che ci aspettiamo e che sono avvalorati da tutte le fotografie giunte nella nostra redazione.

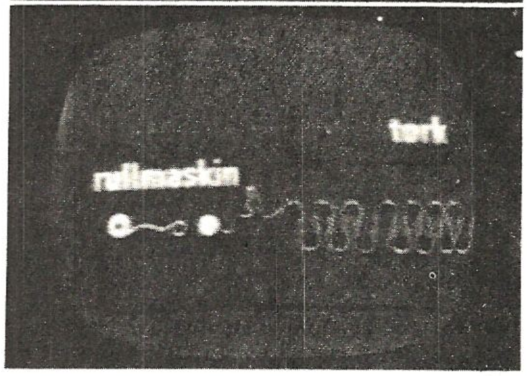
A questo proposito dobbiamo ringraziare in modo particolare il signor Lucio D'Ambrosio di Teramo che accluso alle fotografie ci ha inviato anche dei preziosi suggerimenti che noi ci affrettiamo a comunicare ai nostri lettori che sicuramente li troveranno estremamente interessanti.

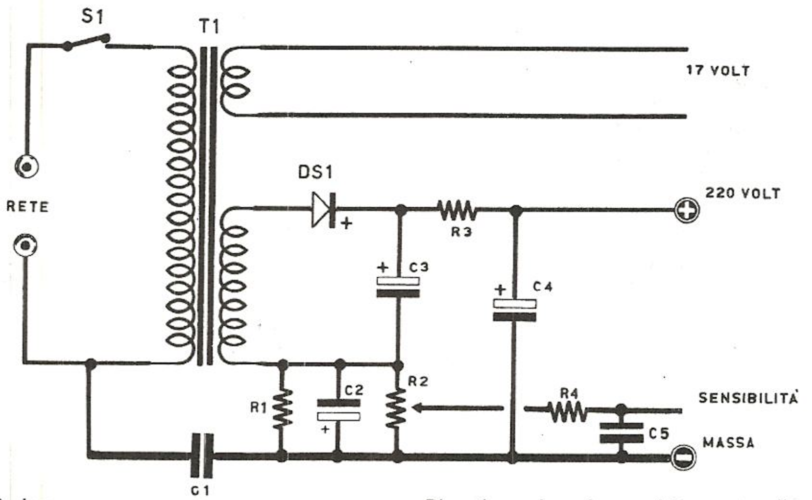
Egli, infatti, precisandoci che si trova in una zona in cui anche le normali trasmissioni della RAI-TV italiana risultano ricevibili con qualche difficoltà e mai in maniera perfetta (questo per sottolineare la posizione sfavorevole della sua abitazione), malgrado tutto capta con facilità tutte le stazioni europee comprese anche quelle russe, norvegesi, danesi, spagnole e portoghesi.

Il metodo seguito è degno di menzione: infatti egli, abitando in prossimità del GRAN SASSO ha direzionato l'antenna verso questo monte che, comportandosi come uno specchio, riflette le onde elettromagnetiche provenienti dalla ionosfera.

Dalle sue esperienze, e noi non abbiamo difficoltà a porvi fede poiché sappiamo quanto il Sig. D'Ambrosio sia serio, preciso e meticoloso, sono apparsi chiaramente alcuni fenomeni che siamo lieti di riportarvi:



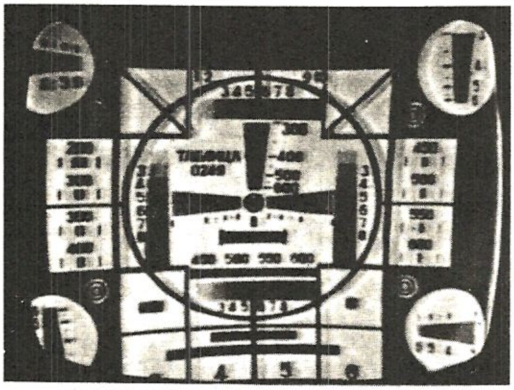


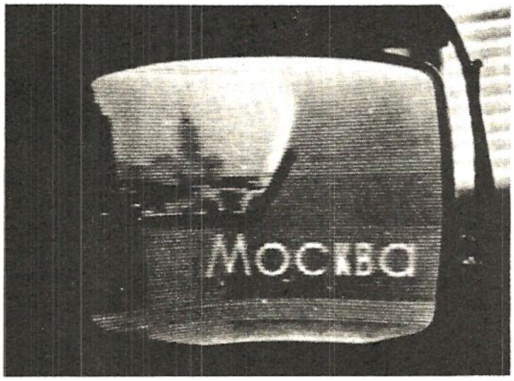


R1 , 820 ohm
R2 = 10.000 ohm potenziometro lineare
R3 = 2.700 ohm 1 Watt
R4 = 330.000 ohm
C1 = 10.000 pF. a carta
C2 = 100 mF. elettrolitico 25 Vl.
C3 = 32 mF. elettrolitico 250 Vl.
C4 = 32 mF. elettrolitico 250 Vl.
C5 = 10.000 pF. a carta

Riportiamo lo schema della parte alimentatrice al nostro convertitore. Come si potrà notare, è necessaria una tensione di 17 Volt per i filamenti, una di 220 Volt per l'anodica ed una negativa per regolare la sensibilità.

DS1 = diodo raddrizzatore al silicio tipo BY126, o equivalente
T1 = trasformatore di alimentazione 25 Watt
S1 = interruttore di rete





Nelle foto monoscopi e programmi russi, captati in Italia dalle ore 9 alle 10 della mattina. Molte volte il video non risulta ben contrastato, occorre peró ricordare che la distanza tra tali emittenti e il posto di ricezione supera spesso i 2.000 chilometri.



la ricezione delle TV estere risulta molto più facile nei periodi estivi ed inoltre le stazioni dell'est europeo (Russia, Cecoslovacchia, Bulgaria, Romania, ecc) sono di più facile captazione al mattino presto prima del sorgere del sole fino al primo pomeriggio, mentre di contro quelle dell'Europa Occidentale (Spagna, Portogallo ecc) si ricevono meglio sul tardo pomeriggio od addirittura a sera inoltrata.

Questo fenomeno e spiegabile col fatto che la propagazione segue il movimento rotatorio della terra e poiché è scientificamente provato che la ionizzazione della ionosfera, che è lo strato della stratosfera direttamente interessato alla riflessione delle onde, aumenta quando essa è colpita dai raggi del sole ne deriverà che le onde in esso incidenti con una certa inclinazione verranno riflesse con maggiore intensità e potranno così coprire distanze maggiori.

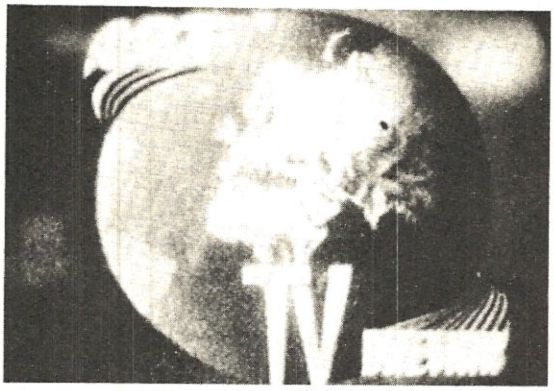
Appunto per questa ragione al mattino si riceveranno maggiormente le trasmissioni dai paesi dell'est perché è ad est che il sole sorge ed i paesi dell'ovest si troveranno ancora immersi nelle tenebre, mentre nel tardo pomeriggio saranno questi ultimi paesi i più colpiti dalla luce (per cui la propagazione diventa più efficace) mentre in quelli dell'est comincerà lentamente a calare la notte, alla quale corrisponderà un indebolimento degli strati ionizzati con minore possibilità di riflessione delle onde.

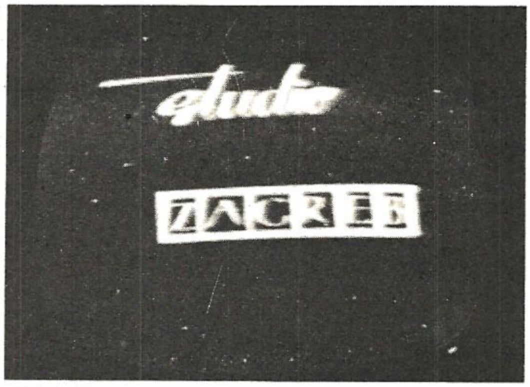
Abbiamo inoltre ricevuto delle lettere da lettori residenti nell'Italia meridionale ed insulare che affermano di poter ricevere in continuità trasmissioni da stazioni greche, jugoslave e, ad intervalli, anche stazioni arabe (almeno così pare dal fatto che non riescono ad interpretarne né scritture né parlato per cui non sanno distinguerne con precisione la nazionalità e quindi devono affidarsi più che altro al buon senso).

Altri, poi, come abbiamo detto, ci hanno inviato numerosissime fotografie da pubblicare, solo che la maggioranza delle stesse sono state riprese troppo distanti dal televisore, e per di più con macchine fotografiche da 36 mm. per cui l'immagine risulta di appena 10 x 10 mm.

Ingrandirle diventa un'impresa piuttosto difficoltosa in quanto le immagini ingrandite risulterebbero molto imperfette (sia per la grana del materiale fotosensibile sia per difetti di sfocatura) per cui abbiamo deciso di tenerle nel nostro archivio.

Ricordatevi che per ottenere una foto perfetta in queste condizioni occorre applicare davanti all'obbiettivo della macchina una lente addizionale di almeno 1 diottria (è sufficiente una lente da occhiali da vista che abbia uguale gradazione).









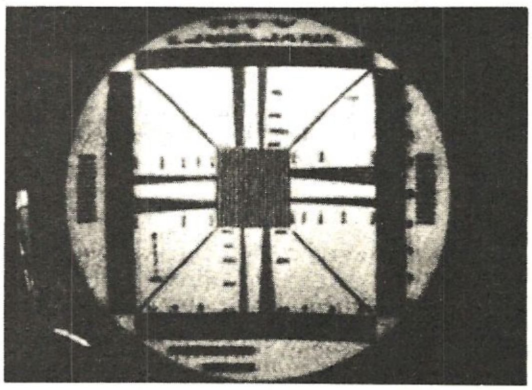
Dalle ore 11 alle 16 è possibile captare tutte le stazioni dell'Europa centrale, quali la Danimarca, Norvegia, Svezia, Germania ecc. Le immagini a volte giungono con tale intensità da risultare nitide quanto le immagini delle normali stazioni RAI-TV locali.

La Jugoslavia per coloro che abitano nella fascia adriatica, puó essere ricevuta a qualsiasi ora del giorno. Le foto qui riprodotte sono state captate da Teramo dal sigg. Lucio D'Ambrosio i.1CXZ.

Tralasciando il campo Video rispondiamo ora ad un altro gruppo di lettori che ci hanno chiesto come mai, ruotando il nucleo dell'oscillatore del convertitore, invece di immagini video si siano accorti, con comprensibile stupore, di essersi sintonizzati su stazioni di polizia, su trasmissioni da aerei e radiotaxi.

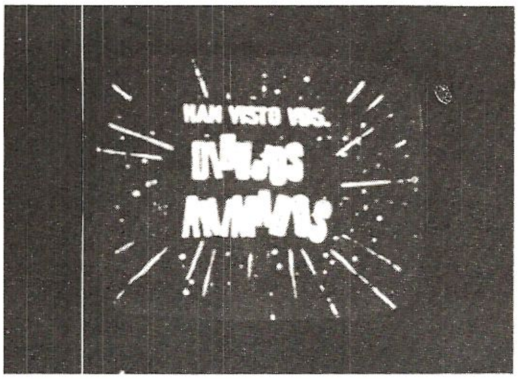
Questo fatto è abbastanza spiegabile perché queste trasmissioni vengono effettuate in modulazione di frequenza per cui possono benissimo essere captate dal televisore e rivelate dallo stadio « audio » che nei nostri apparecchi televisivi risulta in FM.

A questo proposito ci è stato chiesto come aumentare la larghezza di banda sui vari canali in modo da poter spaziare lungo tutta la gamma VHF, ininterrottamente dai 60 fino ai 200 MHz,





Nelle ore serali riesce possibile captare tutte le emittenti che si trovano ad ovest dell'Italia, cioè Spagna e Portogallo. Le foto qui presentate dimostrano con quanta nitidezza video è possibile questa ricezione.





cosa non ottenibile agendo solamente sul nucleo (ed anche piuttosto disagevole in quanto il comando si trova nella parte posteriore del gruppo quindi risulta scomodo doverlo regolare ogni volta che si cambia canale).

La soluzione di questo problema oltre ad essere molto facile risulta anche di discreto interesse perché permetterà, una volta commutata la gamma, una sintonizzazione più semplice e la possibilità di esplorare tutte quelle frequenze alle quali non si potrebbe mai giungere con la sola rotazione del nucleo dell'oscillatore.

Non dovete fare altro che collegare un piccolo variabile da 10 pF sul secondo terminale del supporto in ceramica che si trova tra il gruppo e la massa, nel modo visibile in fig. 3. Peró, poiché sarà molto difficile trovare in commercio dei variabili di così piccola capacità, potete procurarvene uno da 30 pF e collegare in serie ad esso un condensatore fisso in ceramica da 15 pF per risolvere il problema.

Infatti sappiamo che due condensatori collegati in serie presentano una capacità totale deducibile dalla formula (che tutti conoscerete)

$$Ct = C1 \times C2 : C1 + C2$$

per cui un condensatore da 30 pF collegato in serie ad uno da 6 pF darà una capacità totale

$30 \times 15 : 30 + 15 = 10$ pF

è proprio la capacità di cui abbiamo bisogno.

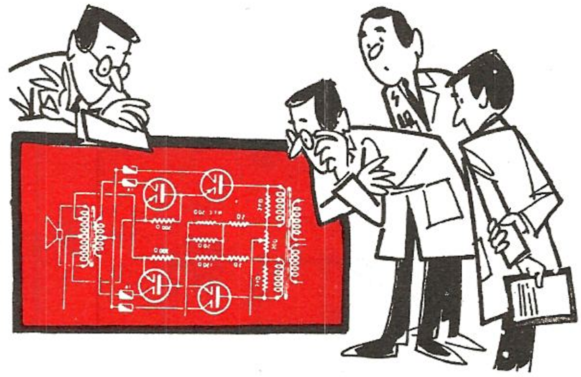
Con questa ultima postilla crediamo di avere risposto a tutte le domande che ci sono se poste per cui chiudiamo l'argomento con la conzione di non dovervi più tornare sopra.

Al lettore che ne dovesse essere interessato ripetiamo che questi convertitori sono ancora reperibili in numero limitato presso la nostra redazione di Via Cracovia 21 – BOLOGNA al prezzo immutato di L. 6.500 + 400 per spese postali.

ESAURITO

Premettiamo peró che terminata la scorta ancora disponibile non saremo più in grado di soddisfare eventuali richieste in quanto essendo detti gruppi di provenienza tedesca, poiché, negli ultimi tempi, il marco è stato molto rivalutato, il nuovo prezzo per l'Italia sarebbe di gran lunga superiore a quello praticato finora per cui ne cesserebbe la convenienza di acquisto da parte del lettore.

PROGETTI in Sintonia

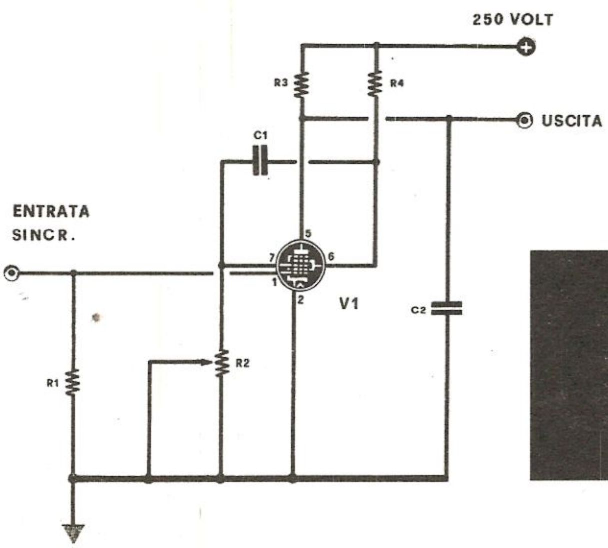


Questa rubrica è aperta alla collaborazione di tutti i lettori. Se avete sperimentato un progetto interessante, se avete apportato su un qualsiasi schema modifiche sostanziali che ne abbiamo migliorato le caratteristiche, inviateceli, noi ve le pubblicheremo. I progetti ritenuti più interessanti verranno mensilmente premiati con materiale elettronico.
Progetti in sintonia dovrà risultare per lo sperimentatore non un'arida rassegna di idee, ma una inesauribile fonte di progetti, che potranno all'occorrenza aiutarlo a risolvere tanti piccoli problemi.

GENERATORE DI DENTI DI SEGA

(Sig. Sala Avito, Genova)

Un giorno, facendo degli esperimenti con una valvola 6CS6 sono riuscito a creare un buon generatore di denti di sega; l'idea è nata in quanto volevo migliorare l'oscilloscopio da me costruito e che già lavorava assai bene. Naturalmente avrei voluto metterci un oscillatore semplice, perché di oscillatori veloci a tre o più valvole ce ne sono in commercio, ma sono complessi e di difficile realizzazione; inoltre lo spirito di evasione che mi animava mi portava a non considerare gli oscillatori noti, come quello di Miller o di Schmidt ecc.



Così, dopo vari esperimenti, ho realizzato questo oscillatore che non è tanto veloce, all'incirca come il Miller, peró è molto lineare. Il potenziometro R1 deve essere da 0,25 Megaohm perché con valori superiori il dente di sega si incurva alla fine della corsa.

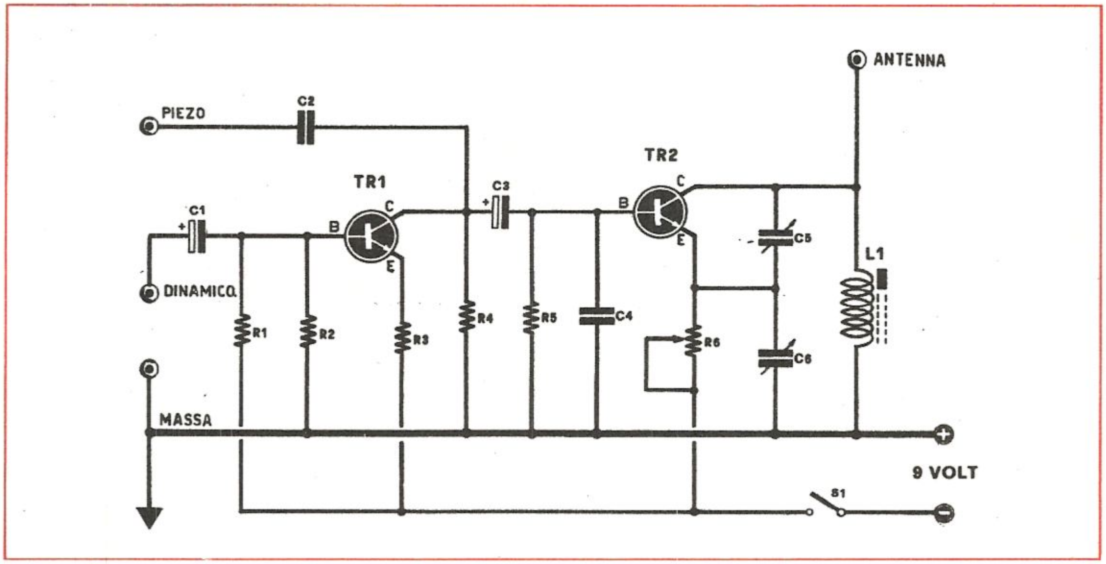
Al contrario di diversi oscillatori da me provati che presentavano una difficile messa a punto necessitando di ben precisi valori delle capacità e delle resistenze, questo invece è abbastanza tollerante. Infatti è sufficiente che il valore di C2 sia una decina di volte quello di C1. Inoltre posso dire che è molto sensibile al sincronismo che si applica alla griglia, e pur avendo una resistenza di griglia di 1.000 ohm, vedi R4, riesce a sincronizzarsi attraverso una resistenza di 1 Mohm.

Tutto sommato mi sembra si tratti di un ottimo oscillatore che spero possa tornare utile a qualche lettore.

Il signor Sala ci aveva inviato, unitamente a quello pubblicato, altri due schemi di generatori a dente di sega impieganti la stessa valvola 6CS6; ringraziando per la sua cortese collaborazione ci scusiamo con lui per non averli pubblicati prima per mancanza di spazio: abbiamo infatti scelto quello che più ci è parso possa interessare i nostri lettori per la sua linearità di funzionamento.

Componenti

R1 = 250.000 ohm (potenziometro lineare)
R2 = 220.000 ohm
R3 = 100.000 ohm
R4 = 1.000 ohm
C1 = vedere testo
C2 = vedere testo
V1 = valvola 6CS6



Componenti

R1	= 3.300 ohm	C4	= 10.000 pF
R2	= 470 ohm	C5	= 260 pF variabili ad aria allineato a C6
R3	= 47 ohm	C6	= 500 pF variabile ad aria allineato a C5
R4	= 130 ohm	L1	= bobina per onde medie
R5	= 1 Megaohm	TR1	= transistor NPN di tipo AC127 o equivalente
R6	= 100 ohm Trimmer potenziometrico	TR2	= transistor NPN al silicio di tipo BC107 o qualsiasi tipo al silicio NPN per BF o AF
C1	= 10 mF 10 volt elettrolitico	MICROFONO	= dinamico o piezoelettrico
C2	= 0,1 MF a carta	PILA	= 9 volt
C3	= 10 mF 10 volt elettrolitico		

TRASMETTITORE AM. PER OM.

(Sig. Ivo Cataldi, Monterubbiano)

Con questo mio progetto, che spero venga pubblicato sulla vostra rivista, ho inteso riprendere quanto già esposto dal Sig. Dal Re sul numero di settembre, circa un trasmettitore per onde medie. Essendo in possesso di un microfono dinamico, anziché piezoelettrico come indicato nel suddetto schema presentato dal Sig. Dal Re, ho cercato di adattarlo all'ingresso con l'aggiunta di uno stadio amplificatore di B.F., aumentando in tal modo anche la potenza di emissione. Per comodità ho ritenuto opportuno indicare sul mio schema anche il punto in cui puó essere inserito il microfono piezoelettrico, per dare ai lettori la possibilità di impiegare entrambi i tipi di microfono. Ed ora occupiamoci dello schema elettrico: il potenziometro R6 serve per regolare la polarizzazione dell'emettitore dello stadio Finale, pertanto in trasmissione si cercherà di regolarlo in modo tale da far assorbire al transistor TR2 una corrente media di 15-18 mA. La frequenza di emissione puó essere variata con i condensatori C5 e C6 oppure con la bobina L1, componenti che costituiscono il circuito di sintonia. Chi volesse variare la frequenza di emissione con la bobina dovrà far uso di un cacciavite con cui agire sul nucleo ferromagnetico della bobina stessa, mentre chi volesse servirsi del condensatore ad aria non avrà che da girare l'apposita manopola; è evidente quindi che converrà regolare preventivamente L1 ad un valore medio da tenere fisso e quindi servirsi del variabile ad aria per sintonizzare l'apparato sulla frequenza di emissione voluta.

Per L1 ho impiegato una bobina per onde medie che è possibile recuperare da un qualsiasi gruppo di alta frequenza di apparecchi a valvole e a transistor. Per antenna si impiegherà uno spezzone di filo di lunghezza di un metro circa e per l'alimentazione una comunissima pila da 9 Volt.

Per quanto riguarda il transistor TR2, in luogo del BC107 da me impiegato, è possibile usare altri comuni transistor di B.F., purché al silicio, od anche degli NPN adatti per A.F.

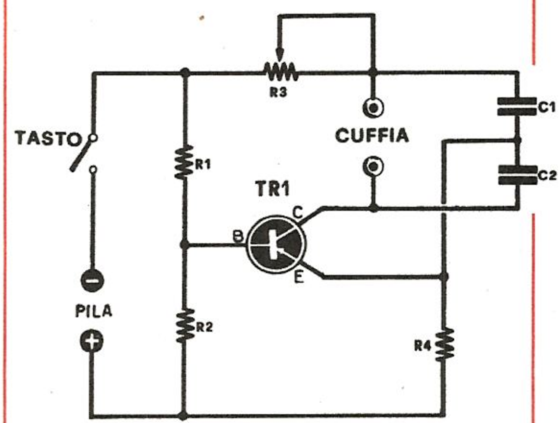
OSCILLOFONO PER CODICE MORSE

(Sig. Marco Vizzani, Roma)

Sono un appassionato di radiotelegrafia e ho realizzato un semplice apparecchio che ha per scopo di iniziare i principianti alla conoscenza ed alla pratica del codice Morse, mediante la manipolazione e la lettura a orecchio dei segnali. Il tasto, come vedesi in disegno, ad ogni contatto collegherà la pila d'alimentazione all'apparecchio. Quest'ultimo consiste in un oscillatore di B.F. la cui impedenza di carico è costituita dalla cuffia.

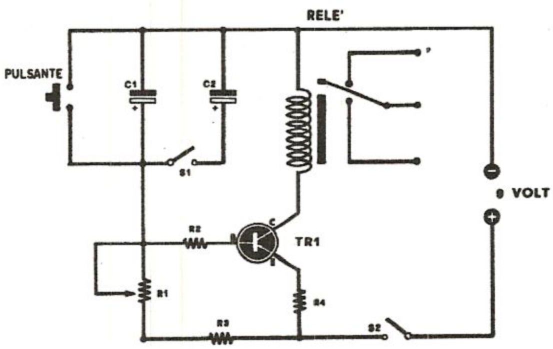
Quando si « manipola », cioè quando si preme il tasto si produce l'oscillazione di B.F. che si puó ascoltare in cuffia. In questo modo si possono ottenere segnali brevi o lungi, a seconda della durata del contatto, il corrispondenza di ogni punto o linea che si vuole trasmettere. Il potenziometro R3 agisce sulla potenza del suono che viene emesso. Inoltre variando i valori dei condensatori C1 e C2 si possono ottenere delle variazioni di tonalità del suono emesso.

Questo apparecchio risulta molto comodo per chiunque voglia fare pratica sulla trasmissione in codice Morse in quanto consente di ascoltarsi in cuffia esercitando cosí un controllo diretto sull'operazione della manipolazione.



COMPONENTI:

R1 = 2.700 ohm 1/4 di Watt
R2 = 1.800 ohm 1/4 di Watt
R3 = 50.000 ojm potenziometro
R4 = 22.000 ohm 1/4 di Watt
C1 = 25.000 pF. a carta
C2 = 10.000 pF. a carta
TR1 = Transistor PNP tipo AC128 o equivalente
Cuffia da 2000 ohm
Tasto telegrafico.



Componenti
R1 = 1 mega ohm (potenziometro)
R2 = 47.000 ohm
R3 = 15.000 ohm
R4 = 10 ohm
C1 = 500 mF elett.
C2 = 1.000 mF elett.
TR1 = AC128
Relé da 150-300 ohm

TEMPORIZZATORE TRANSISTORIZZATO

(Sig. Tarabusi Elio, Battipaglia Sa.)

Prima di accingermi a realizzare un temporizzatore non avrei mai pensato queanto potesse risultare utile per tante applicazioni; in casa mia per esempio ne ho installati quattro, per gli usi più disparati. Ne ho installato uno per comandare le luci delle scale, un altro, adibito allo stesso uso, per il garage, dopo aver aumentato il tempo fino a circa 3 minuti, il terzo per cambiare le diapositive nel mio proiettore, il quarto infine lo usa mia moglie per il frullatore. Le applicazioni pratiche di questo dispositivo possono essere infinite; puó ad esempio servire in qualche officina per regolare i tempi di funzionamento di qualche macchina, in campagna per comandare la pompa del pozzo, per regolare i tempi delle lampade abbronzatrici, in quanto è risaputo che occorre rimanere esposti a tali raggi per periodi di tempo rigorosamente controllati. Ma non voglio dilungarmi oltre sulle possibili applicazioni pratiche del temporizzatore e passo senz'altro a descrivere lo schema elettrico. Il circuito prevede l'impiego di un transistor AC128, sul cui collettore risulta applicato un relé Siemens da 180 o 385 ohm. Applicando tensione al

circuito il condensatore elettrolitico C1 da 500 mF, caricandosi, fa sì che sulla base risulti presente una tensione positiva di 9 volt, cioè uguale a quella di emettitore.

In tale condizione il transistor non conduce e il relé rimane diseccitato. A questo punto se noi premiamo il pulsante in parallelo a C1 cortocircuitiamo tale condensatore, cioè lo scarichiamo, e contemporaneamente applichiamo alla base del transistor una tensione negativa. In tali condizioni il transistor diventa conduttore e il relé si eccita. Ora lasciando il pulsante il condensatore elettrolitico si carica lentamente attraverso le resistenze R1-R3, e progressivamente la tensione presente sulla base si riporterà alle condizioni iniziali cioè al potenziale positivo di 9 volt seguendo la legge di carica di C1, provocando così la diseccitazione del relé.

Il tempo durante il quale il relé permane eccitato è quindi stabilito oltre che dal valore della capacità C1 anche dalla posizione del cursore del potenziometro R1. Con un valore di C1 pari a 500 mF è possibile ottenere tempi variabili da 5 a 25 secondi. Poiché per certe applicazioni puó essere necessario disporre di tempi di attrazione del relé maggiori ho inserito nel circuito un altro condensatore C2 di capacità pari a 1.000 mF, che è possibile collegare in parallelo a C1 tramite l'interruttore indicato con la sigla S1, ottenendo in tal modo una capacità totale di 1.500 mF. In queste condizioni si puó raggiungere un tempo massimo di un minuto. Sono naturalmente raggiungibili anche tempi molto più brevi o più lunghi, ma lasciamo al lettore il piacere di scegliere a suo piacimento quei valori che riterrà adatti alle sue esigenze.

MISURATORE DI CAMPO (Sig. Zanardi Stefano, Sondrio)

Per tarare un semplice trasmettitore da me costruito decisi tempo fa di costruirmi un misuratore di campo modificando lo schema di una vecchia rivista di elettronica al fine di poter utilizzare i componenti già in mio possesso ed anche per un certo anticonformismo che mi ha sempre animato in costruzioni del genere.

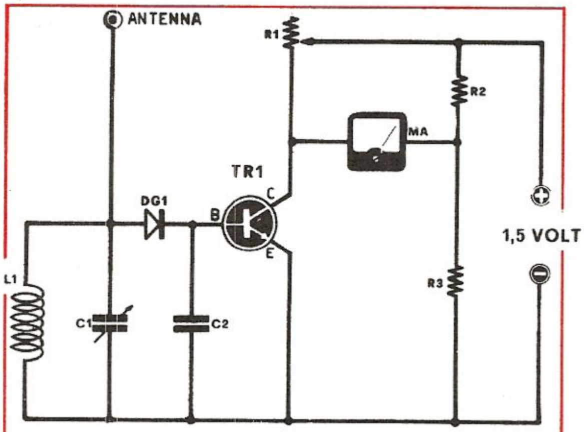
Questo apparecchio risulta dalla combinazione di un rivelatore a diodo e di un amplificatore a corrente continua. Io l'ho previsto per le bande dei 2, 10, 15 o 20 metri, cioè 144, 28, 21 e 14 MHZ, ma naturalmente puó essere utilizzato per altre frequenze predisponendo le bobine appropriate.

Esso è di grande utilità al momento della taratura dei trasmettitori e per la messa a punto delle antenne direttive per ottenere la massima potenza erogata.

L'impiego di questo misuratore di campo è molto semplice: innanzitutto si effettua l'azzeramento dell'indice dello strumento mediante il potenziometro R1, quindi si infila nella presa di antenna un filo lungo poche decine di centimetri con diametro compreso fra 10 e 20 mm. e si accorda il circuito con l'aiuto del condensatore variabile C1 fino a che l'indice del milliamperometro non devia. L'energia alta frequenza captata dall'antenna è raddrizzata dai diodo e questa tensione positiva viene applicata alla base del transistor. La corrente di base viene così amplificata e si produce una deviazione dell'indice del milliamperometro.

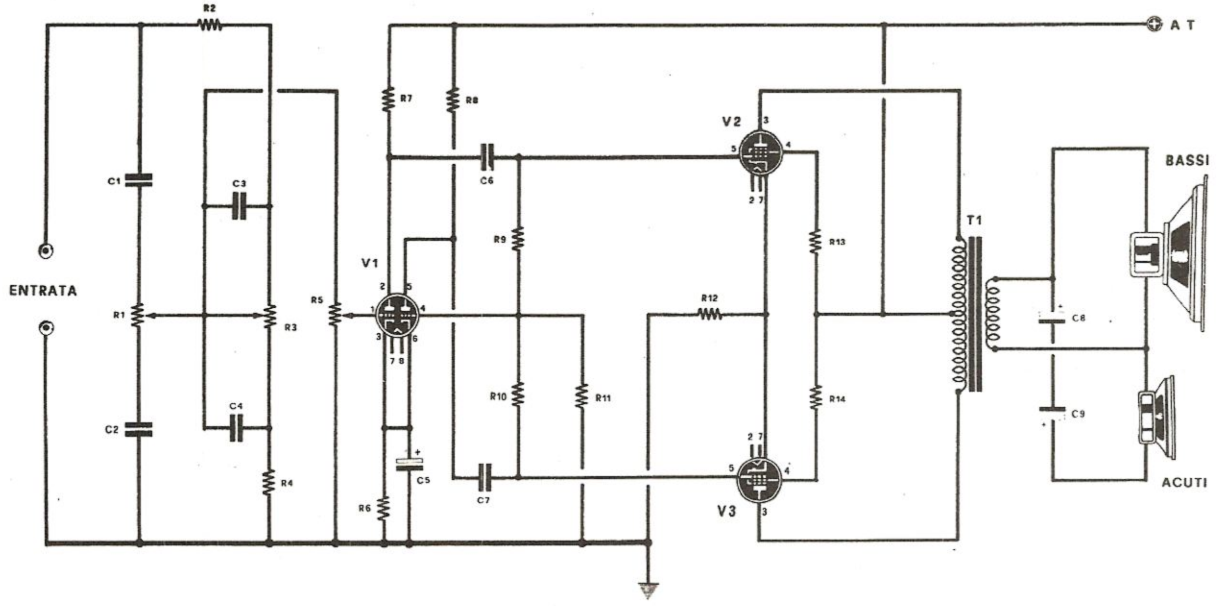
Questo strumento è dotato di ottima sensibilità e i rischi di interferenza sulla frequenza utilizzata sono ridotti al minimo.

Il transistor che ho utilizzato è un NPN al germanio di tipo 2N213A, ma è possibile impiegarne altri equivalenti, come il 2N35 ecc. Come strumento ho usato un milliamperometro da 100 microA. fondo scala. Per quanto riguarda la bobina L1 dovrà essere dimensionata a seconda delle frequenze sulle quali si lavora; per le mie necessità ho costruito le seguenti bobine: per i 14 MHz ho avvolto 11 spire su diametro di 25 mm. spaziate di 1 cm., con filo di 8/10 di mm.; per i 21 MHz 8 spire con le medesime caratteristiche; per i 28 MHz 5 spire su diametro di 25 mm. spaziate di 15 mm., con filo di 8/10 di mm. per i 144 MHz infine 3 spire su diametro di 5 mm. spaziate di 5 mm., con filo di 10/10 di mm.



Componenti

R1 = 50.000 ohm potenziometro a filo
R2 = 500 ohm 1/2 Watt
R3 = 500 ohm 1/2 Watt
C1 = 50 pF variabile
C2 = 1.000 pF
TR1 = Transistor NPN al germanio di tipo 2N213A o 2N35 o equivalente
L1 = vedi testo
DG1 = Diodo al germanio di tipo OA70 o equivalente
MA = milliamperometro con 100 microA. f.s.
PILA da 1,5 Volt



Componenti

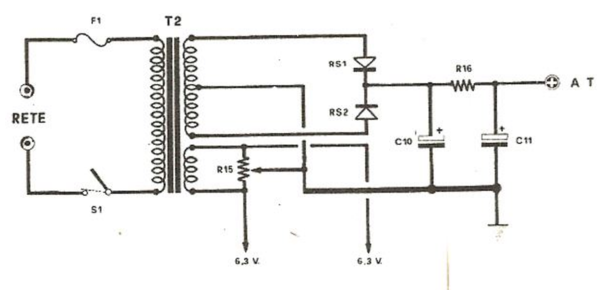
R1 = 2,5 Megaohm (potenziometro logaritmico)
R2 = 2.700 ohm
R3 = 1 Megaohm (potenziometro logaritmico)
R4 = 150.000 ohm
R5 = 1 Megaohm (potenziometro logaritmico)
R6 = 500 ohm 2 watt
R7 = 47.000 ohm 2 watt
R8 = 47.000 ohm 2 watt
R9 = 220.000 ohm 1/4 watt
R10 = 220.000 ohm 1/4 watt
R11 = 470.000 ohm 1/4 watt
R12 = 200 ohm 1 watt
R13 = 1.500 ohm 2 watt
R14 = 1.500 ohm 2 watt
R15 = 500 ohm (potenziometro a filo)
R16 = 2.700 ohm 10 watt

C1 = 56 pF
C2 = 680 pF
C3 = 390 pF
C4 = 3.300 pF
C5 = 20 mF 25 V elettrolitico
C6 = 20.000 pF
C7 = 20.000 pF
C8 = 10 mF 64 V elettrolitico
C9 = 10 mF 64 V elettrolitico
C10 = 50 - 50 mF 500 V elettrolitico
C11 = 50 - 50 mF 500 V elettrolitico
V1 = valvola 6SN7GT o equivalente
V2 = valvola 6V6GT o EL84 o 6AQ5
V3 = valvola 6V6GT o EL84 o 6AQ5
T1 = trasformatore d'alimentazione (vedi testo)
T2 = trasformatore d'uscita (vedi testo)
F1 = fusibile
S1 = interruttore
ALTOPARLANTI a 5 ohm di impedenza

AMPLIFICATORE DI B.F. A VALVOLE

(Sig. Rivabella Silvano, Vigevano)

Da una vecchia rivista di radiotecnica, ho ricavato uno schema di amplificatore a valvole che ho poi modificato in alcune parti, ottenendo un sensibile miglioramento delle caratteristiche di funzionamento. Il primo circuito da me modificato è quello di ingresso a cui ho aggiunto il controllo dei toni alti che originariamente non c'era; inoltre ho cambiato la parte riguardante l'alimentazione predisponendo un raddrizzamento a diodi a semiconduttore, in sostituzione della vecchia



valvola raddrizzatrice 5Y3 che si surriscaldava in maniera inaccettabile, infine ho aggiunto in parallelo all'alimentazione dei filamenti un potenziometro a filo da 500 ohm che risulta utile per combattere il ronzio. Volendo fare una cosa raffinata si potrebbero accendere le valvole con tensione continua di 6,3 volt.

La risposta in frequenza di questo amplificatore, cioè la sua banda passante, va da 20 Hz a 20.000 Hz e la potenza di cui si puó disporre in uscita è di 10 watt.

Il trasformatore di alimentazione, indicato con la sigla T1 nello schema, è a primario universale ed è fornito di due secondari, di cui uno per l'alimentazione dei filamenti delle valvole a 6,3 volt 1,6/2 A; e l'altro a presa centrale per le tensioni anodiche che fornische 340+340 volt, 100 mA.; la potenza di T1 è 50 watt. Il tipo da me impiegato è il 1966 GBC H/153.

Il trasformatore di uscita, indicato con T2, fornisce 8 Watt di potenza. Il primario a presa centrale ha impedenza 5.000+5.000 ohm ed il secondario ha 5 ohm; per questo trasformatore ho usato il tipo 1966 GBC H/5.

I due altoparlanti, uno per i toni bassi ed uno per i toni alti, sono montati in parallelo ed hanno entrambi 5 ohm di impedenza.

Per quanto riguarda il contenitore di questo amplificatore, ho sperimentato che la cassa acustica ideale per esso ha le dimensione frontali di 28 x 50 cm. per 16 cm. di profondità. L'altoparlante per i toni bassi deve avere 20 cm. di diametro e quello per i toni alti 10 cm.

Ricordo infine che per evitare disturbi di funzionamento è bene abbandonare nelle schermature, soprattutto racchiudere i potenziometri di controllo in una scatola di metallo, effettuare buone saldature e disporre i trasformatori perpendicolarmente.

METRONOMO ELETTRONICO

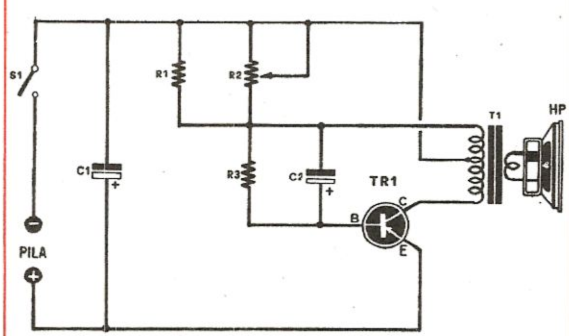
(Sig. Antonio Gualandi, Cuneo)

Il metronomo era in origine un apparecchio meccanico destinato a segnare il tempo mediante un bilancere munito di una scala graduata in colpi al minuto. L'impiego piú corrente di questo apparato era come strumento per ritmare il tempo di una esecuzione musicale. Oggi è nato il metronomo elettronico che grazie ai transistor permette un consumo estremamente ridotto e consente di regolare il numero di colpi emessi al minuto entro un largo margine.

Anch'io mi sono cimentato nella realizzazione di un tale dispositivo e posso dire di aver ottenuto dei risultati veramente soddisfacenti. Come si puó desumere dall'esame dello schema proposto in figura, ho fatto uso di un solo transistor di tipo AC128; esso funziona da oscillatore bloccato graize al primario di un trasformatore a presa centrale. La frequenza delle oscillazioni, e pertanto del numero dei colpi emessi, è determinata dal valore delle resistenze e dei condensatori in gioco. Per agire su questa frequenza si potrà manovrare il potenziometro lineare da 1 megaohm, R2, che ha in parallelo una resistenza del medesimo valore, R1.

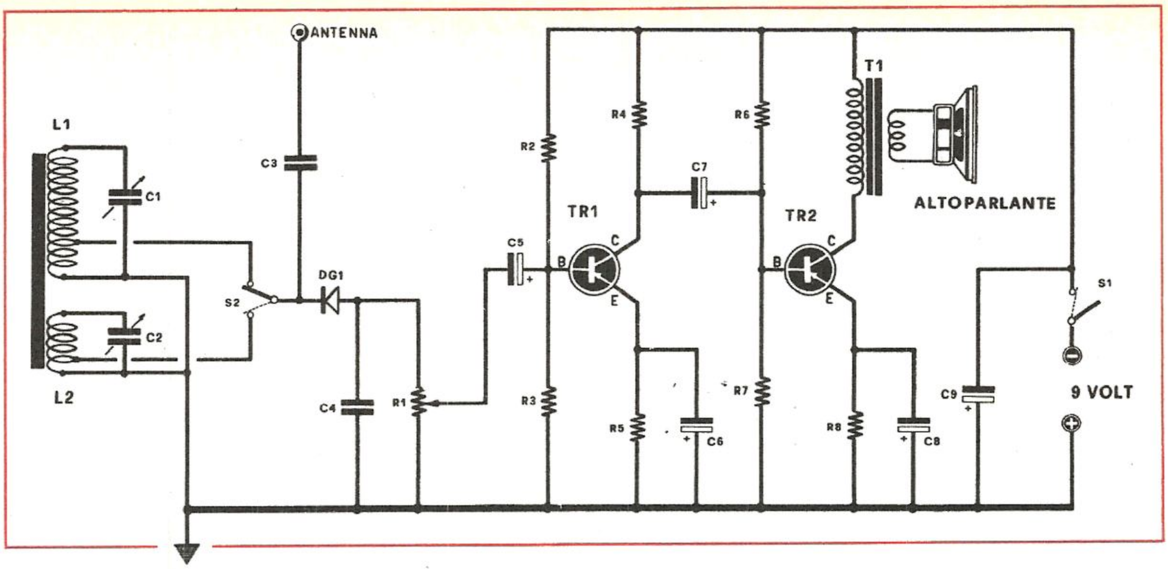
Il secondario del trasformatore, il cui primario fa parte del circuito oscillante, è collegato ad un piccolo altoparlante che permette di ascoltare i segnali emessi dall'oscillatore.

Il condensatore elettrolitico C2 interviene nella frequenza delle oscillanzioni di rilassamento; con un valore di 10 mF., per esempio, ho ottenuto una frequenza compresa fra 35 e 220 colpi al minuto, da un estremo all'altro della corsa del potenziometro. Con un valore di C2 pari a 5 mF., la frequenza più bassa che ho ottenuto è stata di 60 colpi al minuto. Questi valori sono puramente indicativi, in quanto in fase di montaggio ognuno potrà agire sulla gamma di frequenze di cui vorrà disporre adottando quel valore di capacità che più gli conviene. Una volta scelto il valore di capacità si potranno segnare sul comando esterno del potenziometro delle divisioni, per esempio ogni 20o, ad ognuna delle quali corrisponderà una certa frequenza di colpi emessi; naturalmente il numero di colpi corrispondenti a ciascuna posizione del potenziometro saranno stati preventivamente contati e cronometrati varie volte al fine di conseguire la perfetta messa a punto dell'apparato.



COMPONENTI:

R1	=	**1 megaom 1/4 di Watt**
R2	=	**1 megaohm potenziometro**
R3	=	**68.000 ohm 1/4 di Watt**
C1	=	**50 mF. 12 volt elettr.**
C2	=	**10 mF. 12 volt elettr.**
TR1	=	**Transistor PNP di tipo AC128 o equivalente**
T1		**Trasformatore d'uscita (modello Euro Kit 215/4) pe. un push-pull AC128**
HP		**Altoparlante da 1 Watt con 4 ohm di impedenza**



Componenti

R1 = 50.000 ohm (potenziometro lineare)	C8 = 100 mF 12 V elettr.
R2 = 47.000 ohm	C9 = 20 mF 30 V elettr.
R3 = 15.000 ohm	L1 = 100 spire di filo di rame diametro 0,18 mm. avvolte su nucleo ferroxcube con presa alla decima spira
R4 = 4.700 ohm	L2 = 10 spire di filo di rame diametro 0,5 mm. avvolte su nucleo ferroxcube con presa alla seconda spira
R5 = 1.500 ohm	TR1 = Transistor PNP tipo OC71 o equivalente
R6 = 10.000 ohm	TR2 = Transistor PNP tipo OC7 o equivalente
R7 = 2.200 ohm	DG1 = Diodo al germanio di tipo OA70 o equivalente
R8 = 120 ohm	T1 = Trasformatore adattatore di impedenza con primario a 680 ohm e secondario a 8 ohm
C1 = 260 pF variabile ad aria	S1 = interruttore
C2 = 130 pF variabile ad aria	PILA a 9 Volt
C3 = fra 20 e 100 pF in funzione dell'antenna	ALTOPARLANTE da 8 ohm
C4 = 500 pF	
C5 = 20 mF 12 V elettr.	
C6 = 50 mF 12 V elettr.	
C7 = 100 mF 12 V elettr.	

RICEVITORE A TRANSISTOR

(Sig. Gibellini Francesco, Mantova)

Già da molti anni il mondo dell'elettronica mi avvince e in particolare la ricezione con tutti i problemi ad essa inerenti; così cominciai con una semplice galena e via via continuai con montaggi sempre più complessi e perfezionati impieganti diversi transistor.

Quello che vorrei proporre all'attenzione dei lettori è uno degli ultimi che ho realizzato e funziona davvero egregiamente.

Per quanto riguarda la parte alta frequenza le bobine L1 e L2 sono avvolte sullo stesso nucleo di ferroxcube e il loro dimensionamento dovrà essere fatto in base alla gamma di frequenze che si desidera ricevere. Per avere dei dati puramente indicativi posso dire che per L1 ho avvolto 100 spire di filo rame con diametro 0,18 mm. con presa intermedia alla decima spira, mentre per L2 ne ho avvolte 20 di diametro 0,40 con presa alla seconda.

I condensatori C1 e C2 sono dei variabili ad aria di valore rispettivamente 260 pF e 130 pF. Col circuito risonante L1-C1 si ricevono le onde medie, mentre con L2-C2 si ricevono le onde corte. La capacità C3 può variare fra 20 pF e 100 pF a seconda della lunghezza dell'antenna che si adotta.

Il segnale rivelato dal diodo al germanio OA70 viene applicato, tramite C5, alla base di TR1, un OC71, la quale base risulta polarizzata ad una tensione negativa rispetto all'emettitore tramite il partitore di resistenze R2-R3. Sull'emettitore di questo transistor è applicata una resistenza di 1.500 ohm, siglata con R5; destinata alla stabilizzazione; naturalmente essa viene shuntata a massa attraverso un condensatore elettrolitico per evitare una controreazione; è molto importante rispettare la polarità di questo condensatore.

Il segnale amplificato che si presenta sul collettore di TR1 viene inviato in base al transistor TR2 per mezzo del condensatore C7 di 100 mF. La base di TR2, un OC72, è polarizzata attraverso il partitore R6-R7.

Per quanto riguarda il trasduttore acustico si può usare sia la cuffia che l'altoparlante; io ho usato questo secondo sistema, interponendo un trasformatore adattatore di impedenza con primario a 680 ohm e secondario a 8 ohm, essendo tale l'impedenza dell'altoparlante di cui disponevo. La regolazione del volume si ottiene mediante il potenziometro R1.

Il componente che trova più largo impiego nei circuiti elettronici è senza dubbio la resistenza. In questo articolo oltre alle applicazioni di più normale impiego troverete anche una interessante tabella per conoscere il wattaggio in base alla corrente che facciamo scorrere attraverso questo componente.

LA RESISTENZA OHMMICA

Sul numero 1 di Nuova Elettronica avevamo presentato sul retro della copertina il disegno delle resistenze nei vari valori deducibili dalle striscie di colore di cui sono provviste secondo il codice internazionale dei colori, e questo per facilitare lo sperimentatore nella esatta identificazione di questi componenti senza tanti sforzi mnemonici.

Infatti questa tabella poteva essere ritagliata ed applicata sul banco di lavoro in modo da averla sempre sottocchio così da controllare direttamente il valore dei singoli componenti

Purtroppo peró tale numero è andato esaurito completamente e vi sono dei lettori che, non essendone potuti entrare in possesso tempestivamente, si sono trovati privi di questa prima copertina che ora manca nella loro collezione di codici.

Costoro si sono rivolti a noi e ci hanno gentilmente pregato di eseguire una ripetizione della stessa, e noi li accontentiamo molto volentieri completandola inoltre con un breve articolo ed una tabella che crediamo sarà di grande utilità ed interesse per molti sperimentatori.

Cogliamo questa occasione per scusarci di alcuni errori di colore che appaiono evidenti tra i disegni di resistenze riportati sul summenzionato n. 1 di Nuova Elettronica, errori causati dal tipografo per una errata sovrapposizione dei colori relativamente alle resistenze da 1,5 Megaohm (il BIANCO della seconda striscia al posto del VERDE) e da 82-820-8.200-82.000-820.000-8,2 Megaohm (la seconda striscia è sempre ROSSA invece nel nostro disegno è stato riportata di colore NERO)

IL CODICE DEI COLORI

Tutte le resistenze, meno quelle che riportano il loro valore ohmico direttamente scritto sull'involucro, vengono distinte secondo il loro valore attraverso delle striscie di colore secondo un codice internazionale.

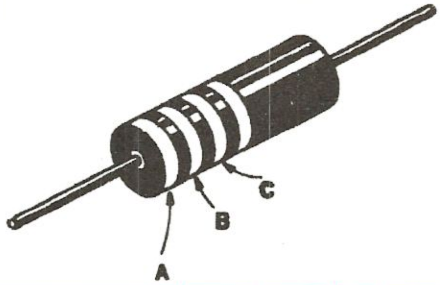
Le striscie sono generalmente in numero di 3 e dalle figure di copertina possiamo dedurre il significato corrispondente a ciascun colore che d'altronde abbiamo pensato anche di esplicare, per evitare equivoci, anche in una tabella a parte che appare qui sottoindicata.

Oltre alle tre strisce ne puó essere riportata anche una quarta: quest'ultima serve ad indicare la tolleranza di costruzione sul valore della resistenza.

Qualora questa fascia non fosse presente è sottinteso che la tolleranza è del 20% per cui ammettendo che il valore di una resistenza, secondo il codice dei colori, volesse per esempio significare 1.000 ohm, una tolleranza del 20% ci viene ad informare che la resistività effettiva puó variare da un minimo di 800 ohm ad un massimo di 1.200 ohm.

Se abbiamo invece una quarta striscia di colore ARGENTO ció vorrà dire che la tolleranza in questo caso è del 10% per cui, rifacendoci all'esempio precedente, il valore della resistenza oscilla tra i 900 ed i 1.100 ohm.

Una striscia di colore ORO sta ad indicare che la tolleranza è limitata al 5% per cui la resistenza



CODICE RELATIVO ALLE RESISTENZE

COLORE	1ª Fascia	2ª Fascia	3ª Fascia	4ª Fascia
Nero	—	0	—	tolleranza sul valore indicato
Marrone	1	1	0	
Rosso	2	2	00	
Arancio	3	3	000	
Giallo	4	4	0.000	Oro: 5%
Verde	5	5	00.000	Argento: 10%
Blu	6	6	000.000	Niente 20%
Viola	7	7	0.000.000	
Grigio	8	8	00.000.000	
Bianco	9	9	000.000.000	

da 1.000 ohm potrà eventualmente essere di valore compreso tra i 950 ed i 1.050 ohm.

IL WATTAGGIO DI UNA RESISTENZA

Normalmente quando si prende in considerazione il wattaggio di una resistenza, vale a dire la potenza dissipabile dalla stessa, si ricorre praticamente a considerazioni dimensionali per cui più una resistenza è grossa più ha wattaggio elevato. A questo proposito vi abbiamo allegato delle foto che mostrano, a grandezza naturale, i diversi tipi, come dimensioni, di resistenze ed abbiamo inoltre provveduto a riportarvi le due serie più comuni, cioè le PHILIPS e quelle di tipo AMERICANO.

Capita sovente allo sperimentatore, quando si accinge ad un montaggio da lui ideato, di trovarsi imbarazzato nella scelta della potenza e nel timore di sbagliare tende sempre, per stare sul sicuro, ad eccedere nel wattaggio inserendo per esempio delle resistenze da 1/2 watt quando sarebbero sufficienti componenti da 1/8 di watt.

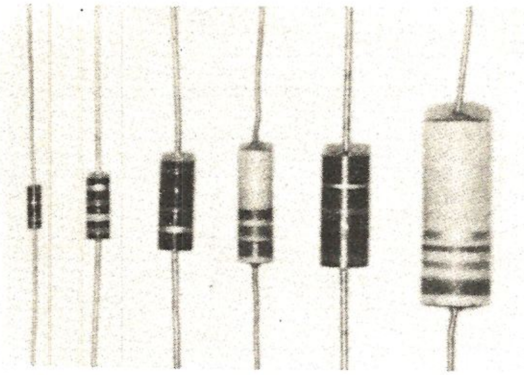
Invece si puó ovviare a questo inconveniente, che inoltre comporta dei montaggi voluminosi quando potrebbero essere ridotti di molto, semplicemente conoscendo il valore ohmico della resistenza da inserire e la corrente che vi scorre attraverso: nella tabella indicata in copertina troverete un valido aiuto per stabilire la potenza in watt utile per usare il componente adatto.

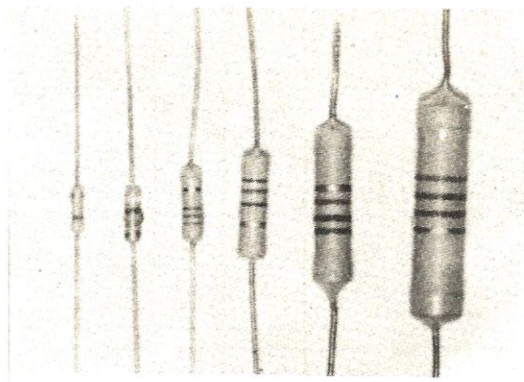
Ad esempio sapendo che sul collettore di un transistor lo schema elettrico richiede una resistenza da 10.000 ohm e che la corrente di collettore è di 1 mA, da questo possiamo dedurre dalla tabella che si puó tranquillamente inserire una resistenza da 1/8 di watt in quanto essa è in grado di sopportare una corrente di 3,5 mA.

Sempre con l'aiuto della nostra tabella si possono risolvere anche problemi inversi: per esempio sapendo il wattaggio di una resistenza si puó risalire alla corrente sopportabile senza che essa si riscaldi in modo eccessivo.

Pensiamo quindi che questa tabella rappresenterà un valido aiuto allo sperimentatore permettendogli di volta in volta di scegliere la resistenza da inserire in un circuito con la potenza adatta senza dover andare a lume di naso specialmente, e questo succede molto spesso, quando nell'elenco componenti che di solito accompagna uno schema elettrico questa precisazione non appare.

Quanto detto finora sul wattaggio di una resistenza è riferito naturalmente ad un unico componente: per quanto concerne invece la potenza di due o più elementi collegati in serie o in parallelo le cose cambiano un po' e noi preciseremo questo fatto quando tratteremo le varie combinazioni di resistenze.





Nella foto resistenze tipo americano a grandezza naturale; partendo da sinistra abbiamo come prima la resistenza da 1,4 di Watt, poi quella da 1/2 Watt, da 1 Watt, da 1,5 Watt, da 2 Watt e da 3 Watt.

Nella foto abbiamo delle resistenze tipo Philips riportate a grandezza naturale: partendo da sinistra sono rispettivamente da 1/4 Watt, da 1/2 Watt, da 1 Watt, da 1,5 Watt, da 2 Watt e da 3 Watt.

RESISTENZE IN SERIE

Quando non si dispone di un particolare valore resistivo che eventualmente risulti necessario in un qualsiasi circuito si puó ovviare a volte a tale inconveniente collegando in serie due o più resistenze (nel modo che appare in fig. 1) fino a raggiungere il valore richiesto.

La formula per conoscere il valore ohmico totale di questa combinazione è di estrema semplicità in quamo si risolve in una comune operazione di addizione di tutti i valori delle resistenze impiegate.

Per esempio, una resistenza di 470 ohm collegata in serie con una da 220 ed una da 56 ohm ci darà un valore resistivo totale di 470 + 220 + + 56 = 746 ohm, valore che non figura nei componenti standard ma che all'occorrenza possiamo ottenere con questa semplice operazione. Un altro vantaggio derivato dal collegamento in serie di due o più resistenze consiste nell'aumento della potenza dissipabile in riferimento a quella di ciascun componente la combinazione. Questo aumento è peró regolato da ben precise condizioni dipendenti dalle resistenze impiegate per cui sarà opportuno darvi una rapida scorsa.

Di solito, quando si collegano in serie due o più resistenze, si è portati a concludere che il wattaggio dei singoli componenti venga anch'esso sommato con il risultato che tre resistenze, per esempio, da 1 watt, diano un valore totale resistivo dato dalla somma dei diversi valori e con una potenza globale di 3 watt.

Questo è esatto solamente in un caso specifico, quando cioè il valore delle resistenze è esattamente uguale per tutte tre, e come resistività e come wattaggio.

Così collegando in serie tre resistenze da 1.000 ohm 1 watt si avrà una resistenza totale da 3.000 ohm 3 watt.

A questo risultato si puó giungere anche attraverso una rapida consultazione della tabella che figura nella penultima pagina e nella quale possiamo vedere che una resistenza da 1.000 ohm 1 watt lascia passare una corrente di 31,6 mA per cui attraverso le tre resistenze uguali passeranno al massimo sempre gli stessi 31,6 mA.

A questo valore di resistenza (cioè i 3.000 ohm) e di corrente (i 31,6 mA) corrisponderà infatti una potenza di 3 watt

Come concluscione diremo allora che il wattaggio di due, tre, o più resistenze uguali collegate in serie si traduce in una moltiplicazione della potenza di un elemento per il numero di quante resistenze compongono la combinazione.

Questo calcolo non è peró valido quando le resistenze sono diverse fra di loro, o come valore o come wattaggio.

RESISTENZE IN PARALLELO

Abbiamo appena visto che il collegamento in serie di due o più resistenze si riduce nella somma dei valori di ogni singolo componente la combinazione con inoltre aumento della potenza in rapporto ai tipi di resistenze impiegate, se uguali o diverse.

Se poi anche con un collegamento in serie non ci fosse possibile conseguire un valore resistivo particolare oppure ci fosse necessario abbassare il valore di una resistenza già inserita in un circuito sarà opportuno servirci del collegamento in parallelo

Se le resistenze da collegare in parallelo sono due e di valore ohmico diverso, per conoscere il valore totale si dovrà usare la seguente formula:

R totale = (R1 × R2) : (R1 + R2)

E portando l'esempio dalla teoria alla pratica con R1 sempre da 1.000 ohm ed R2 da 470 ohm avremo:

R totale = (1.000 × 470) : (1.000 + 470) = 320 ohm

Se poi invece di due le resistenze da collegare in parallelo fossero in numero superiore la succitata formula andrebbe trasformata nella seguente:

$$\text{R totale} = \frac{1.000}{(1.000:R1) + (1.000:R2) + (1.000:R3}$$

Questa formula serve per calcolare il valore di resistenze collegate in parallelo in qualsivoglia numero.

Nel caso che le resistenze da collegare avessero tutte lo stesso valore ohmico, allora il problema viene estremamente facilitato perché per avere il valore totale basterà dividere il valore di una di esse per il numero di quante vengono utilizzate per cui collegando in parallelo due resistenze, per esempio, di 1.000 ohm avremo una resistenza totale di 500 ohm e se invece fossero quattro il risultato darebbe 250 ohm ecc.

Le formule sopradescritte saranno molto utili per conoscere anche, avendo una resistenza di valore noto, il valore resistivo da aggiungere in parallelo al fine di ottenerne una inferiore nella misura eventualmente richiesta dal circuito.

Se per esempio avessimo bisogno di una resistenza da 1.400 ohm (R totale) ed avessimo a disposizione un valore di 2200 ohm (R1) per conoscere l'entità della resistenza incognita (R2) da inserire in parallelo non dovremmo fare altro che servirci della formula:

R2 = (R1 × R totale) : (R1 - R totale)

che con i valori dati sarà:

R2 (2200 × 1400): (2200 - 1400) = 3900

Poiché siamo in tema di resistenze sarà utile completare il nostro quadro con qualche altra applicazione che riguarda sempre le resistenze, ad esempio come calcolare il valore in ohm per ottenere una data caduta di tensione.

Se noi abbiamo un amplificatore che viene alimentato da una tensione di 50 volt e desideriamo con la stessa sorgente alimentare anche ur preamplificatore che necessiti solamente d' 12 volt, quale valore ohmico sarà necessario per la caduta di tensione richiesta?

Per risolvere questo problema occorrerà innanzitutto conoscere l'assorbimento del preamplificatore e quindi potremo utilizzare la formula:

OHM = Volt da ridurre : mA × 1000

che nel nostro caso diventa, ammesso che l'assorbimento sia mantenuto entro i 10 mA:

(50 - 12) : 10 × 1000 = 3800 ohm

Oltre al valore sarà anche necessario conoscere il wattaggio della resistenza da inserire nel circuito affinché sia in grado di sopportare tranquillamente la corrente che vi scorrerà attraverso.

A questo scopo potete ricorrere alla tabella che appare in penultima pagina ma, qualora fosse necessario eseguire altri calcoli per potenze superiori, sarà che riportiamo necessario che riportiamo anche quest'ultima formula:

Watt = Volt di caduta × mA : 1000

che si traduce per i valori succitati in:

(50 - 12) × 10 : 1000 = 0,38 watt

da cui si puó dedurre che la resistenza da impiegare deve avere un wattaggio di 0,38 watt per cui in pratica si puó usare tranquillamente una resistenza da 1/2 watt.

Un'altra applicazione delle resistenze puó consistere nella necessità di ampliare il fondo scala

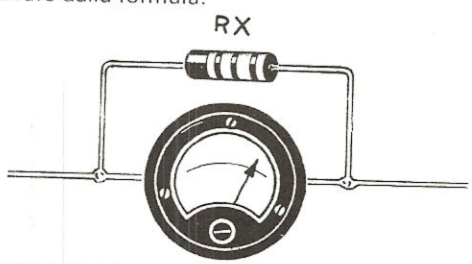
di un qualsiasi milliamperometro, cosa questa che si rende necessaria quando, per esempio, si deve misurare una certa corrente avendo a disposizione uno strumento che puó sopportare correnti di intensità inferiore.

Supponiamo che sia vostra intenzione misurare una corrente di 250 milliampere con uno strumento capace di sopportare solamente 50 milliampere.

Per raggiungere lo scopo sarà sufficiente inserire in parallelo allo strumento una resistenza adatta e di valore tale che possa assorbire la corrente eccedente il massimo sopportabile dal milliamperometro mantenendo nel contempo la proporzione esatta dalla quale poter risalire, tramite l'indicazione dello strumento, alla corrente effettiva presente nel circuito.

Ma quale valore?

A questo possiamo giungere conoscendo la resistenza interna dello strumento la quale di solito è sempre riportata sull'involucro dello stesso, se tale valore non risultasse riportato lo si puó ricavare dalla formula:



Per ampliare la portata degli strumentini di misura sarà sufficiente inserire in parallelo ad essi una resistenza nel modo indicato in figura. Il valore della resistenza da inserire è deducibile dalla formula da noi utilizzata nell'esempio riportato nell'articolo.

R = Volt : mA × 1.000

controllando quale tensione risulta necessario per far deviare a fondo scala la lancetta dello strumento in esame.

Ammettendo che lo strumento da 50 mA preso come esempio richieda per far deviare a fondo scala la lancetta una tensione di 5 volt, la sua resistenza interna risulterà di:

5 : 50 1.000 = 100 ohm

Conoscendo la resistenza interna (100 ohm) i milliamper fondo scala dello strumento (50 mA) la portata massima cui è nostro desiderio modificarla (250 mA), eseguiremo la seguente operazione

250 : 50 - 1 = 4

per conoscere il valore della resistenza incognita da applicare in parallelo, sarà ora sufficiente dividere il valore qui sopra ottenuto per il valore della resistenza interna dello strumento:

100 : 4 = 25 ohm

Quindi a conclusione diremo che per poter ampliare un fondo scala di uno strumento a 50 mA con 100 ohm di resistenza interna, per portarlo a 250 mA, basterà inserire in parallelo ai suoi terminali una resistenza da 25 ohm.

Siamo convinti che le formule e gli esempi presentati in questo articolo risulteranno di valido aiuto non solo ai principianti, ma anche a coloro per i quali la radio è e rimarrà sempre un utile e istruttivo passatempo.